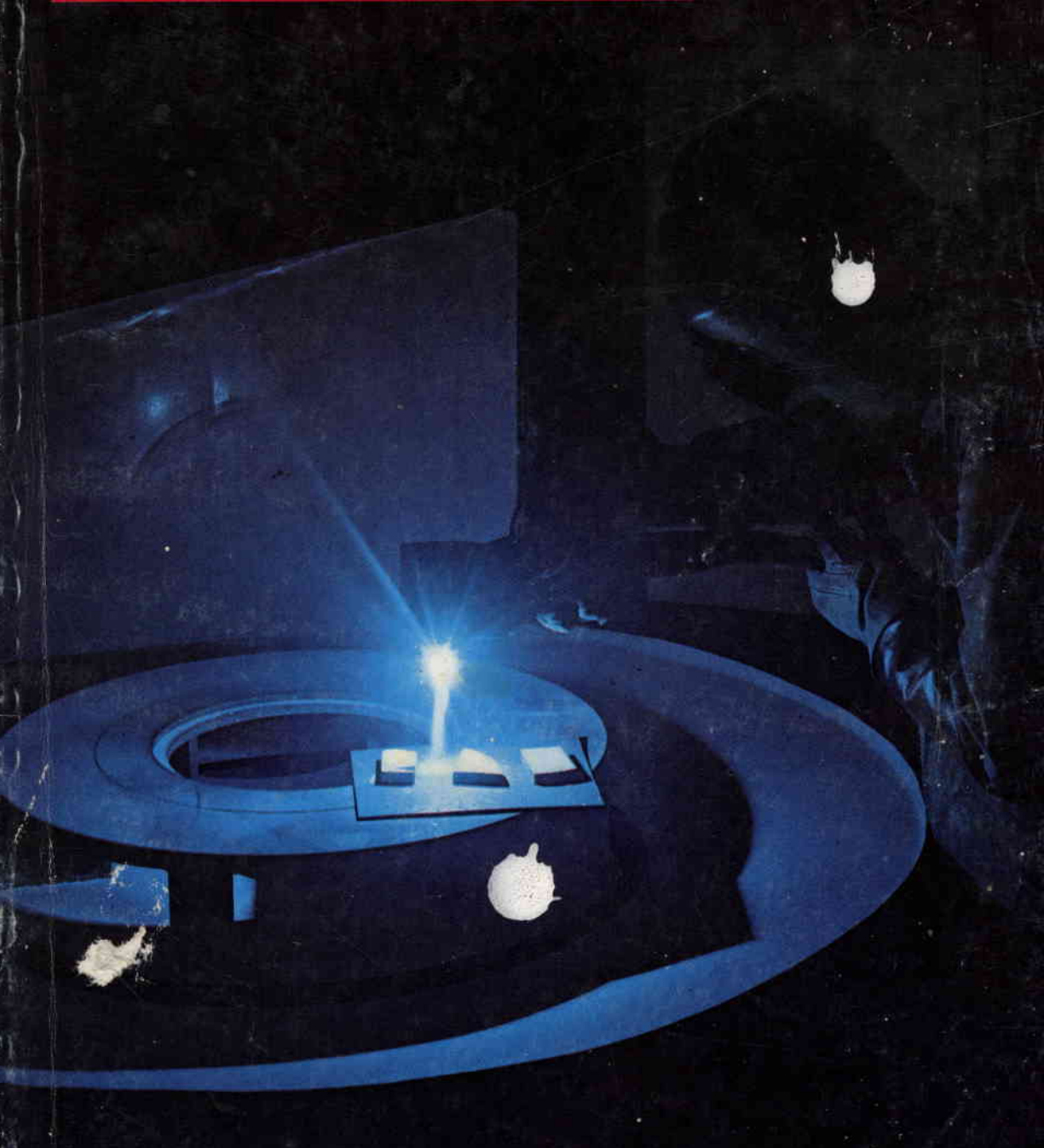
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

N. 9 - SETTEMBRE 1970

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 LIRE 500

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Settembre 1970

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

CONVERTITORI A THYRISTOR

I convertitori completamente controllati a thyristor sono attualmente preferiti nel controllo dei motori a rigenerazione; in special modo sono utilizzati nel sistema Ward Leonard; i meriti di quest'ultimo, sotto certi aspetti, come per esempio quello riguardante le condizioni di carico più favorevoli per l'alimentatore, sono generalmente da attribuire alle più recenti prestazioni ed ai tanti vantaggi presentati dai thyirstor di controllo. Si può dire che nella maggior parte delle apparecchiature a thyristor questi vantaggi sono stati pienamente ottenuti usando circuiti progettati in maniera economica ma presentanti soddisfacenti requisiti tecnici; un dispositivo realizzato con un solo convertitore e con un contattore per l'inversione d'armatura oppure con un circuito per l'inversione del campo può, per esempio, fornire una adeguata risposta per quel che concerne la possibilità pratica di raggiungere molti fini con un costo più basso di quello che si ha con un doppio ponte.

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

AUSTRIA	Sc.	290
BELGIO	Fr.Bg.	570
DANIMARCA	Kr.D.	84,20
FRANCIA	Fr.Fr.	64,20
GERMANIA	D.M.	41,30
INGHILTERRA	Lgs	4.13.3
ITALIA	£	7.000
JUGOSLAVIA	Din.	184,20
LUSSEMBURGO ...	Fr.Bg.	569,10
MALTA	Lgs.M.	4.12.1
NORVEGIA	Kr.N.	80,45
OLANDA	Fol.	40,65
PORTOGALLO	Esc.	328,65
SPAGNA	Pts.	813,95
SVIZZERA	Fr.Sv.	48,40
ARGENTINA	Pesos	40,34
AUSTRALIA	§a	10.—
BRASILE	Crs.	48,70
CANADA	§Can.	12,25
CILE	sc.	112,20
EGITTO	Leg.	4.14.3
ETIOPIA	§Et.	28.—
GIAPPONE	Yen.	4729,80
ISRAELE	L.I.	40./../
LIBIA	L.Lib.	4./../
PARAGUAY	Guar.	141,35
PERU'	Sol.	440,25
SUD-AFRICA	R.	8.—.—
TURCHIA	L.T.	1007,90
URUGUAY	Pesos	28.—
USA	§	11,20
VENEZUELA	Bs.	50,40

Editore:
J.C.E.

Direttore Responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

Redattore:
Marcello Longhini

Segretaria di Redazione:
Mariella Luciano

Collaboratori
A. Basso Ricci - Lucio Biancoli
Ludovico Cascianini
Carlo Chiesa - Enrico Lercari
Luciano Marcellini - Italo Mason
Serafini Domenico - Piero Soati
Franco Toselli - Giorgio Uglietti

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 9 - Settembre 1970
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

Stampa Stab. Grafico Matarelli
Via Lucini, 8 - 20125 Milano

Prezzo della Rivista L. 500
numero arretrato L. 1.000
Abbonamento annuo L. 5.000
per l'Estero L. 7.000
I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 Milano
C/C Postale 3/40678

Per i cambi d'indirizzo indicare
oltre naturalmente al nuovo
anche l'indirizzo precedente
ed allegare alla comunicazione
l'importo di L. 300,
anche in francobolli.

Sì danno suggerimenti pratici per la realizzazione di un generatore di onde sinusoidali e di onde rettangolari molto utile per il controllo delle apparecchiature di bassa frequenza per l'alta fedeltà. La frequenza fornita dal generatore va da 10 Hz a 100 kHz. Il generatore è equipaggiato interamente con transistori al silicio ad eccezione del transistor regolatore.

GENERATORE DI SINUSOIDI E DI ONDE QUADRE CON FREQUENZA DA 10 Hz a 100 kHz

di W. W. Diefenbach

Un generatore di onde quadre non può assolutamente mancare in un laboratorio che si rispetti. Qualche anno fa, per il controllo degli amplificatori di bassa frequenza venivano impiegati esclusivamente generatori che davano forme d'onda sinusoidali. Essendo attualmente gli amplificatori di bassa frequenza quasi tutti del tipo ad alta fedeltà, il controllo della risposta in fase e in ampiezza risulterà molto più preciso e molto più sbrigativo qualora anziché usare generatori di onde sinusoidali vengano impiegati generatori di onde **rettangolari.** Ciò per il fatto che un'onda rettangolare contiene un gran numero di armoniche. Ad ogni modo, il generatore che descriveremo è in grado di dare sia un segnale ad onda sinusoidale sia un segnale ad onda rettangolare.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Generatore onde sinusoidali

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di questo generatore. Esso è quasi interamente equipaggiato con transistori al silicio NPN. Il circuito completo è formato da: un ponte di Wien seguito da un amplificatore con funzione di oscillatore, da un partitore per la tensione di uscita, commutabile in tre livelli, ed infine da un circuito trigger di Schmitt e da uno stadio trasformatore di impedenza.

Dall'emettitore dello stadio finale (T_3), il segnale prodotto dall'oscillatore viene riaccoppiato all'ingresso dell'oscillatore medesimo (T_1). Il ponte di Wien può considerarsi essenzialmente la combinazione di un filtro passa alto e di un filtro passa-basso (quadripolo). I segnali rispettiva-

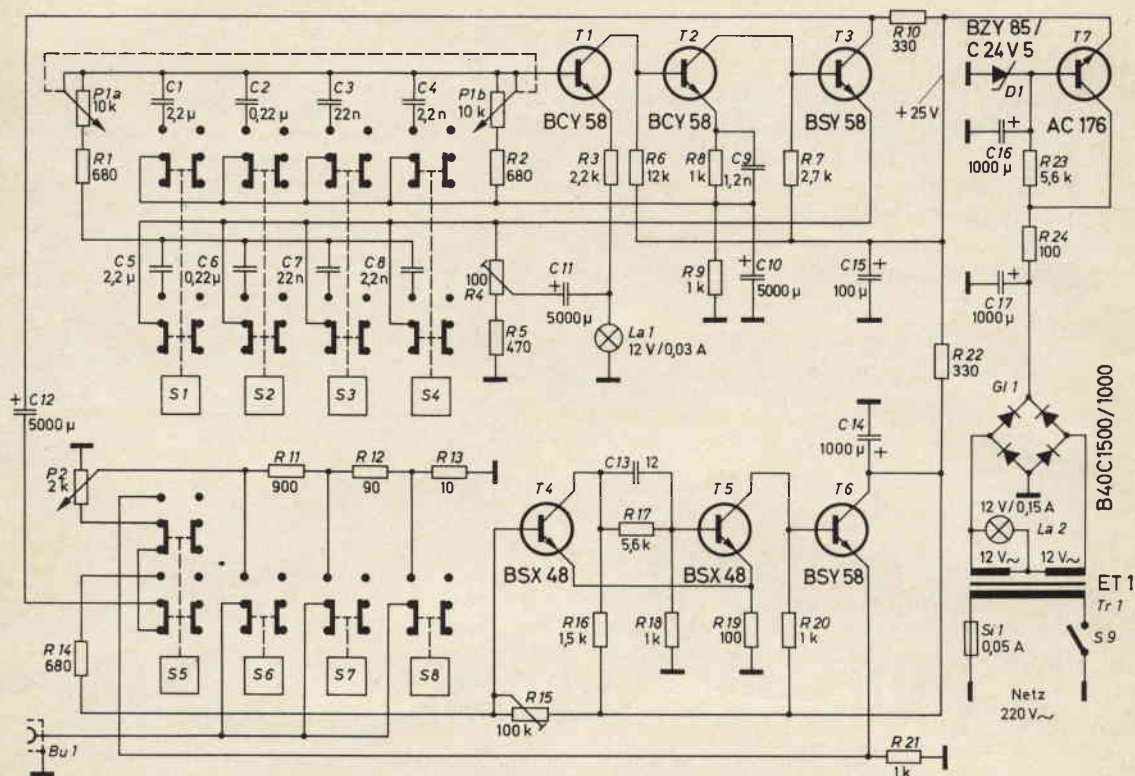



Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di onde sinusoidali e di onde rettangolari.

mente di ingresso e di uscita di questo particolare filtro passa-alto/passa-basso, posseggono una stessa posizione di fase solo per le frequenze intermedie trasmesse. A causa della doppia rotazione di fase di 180°, prodotta da due stadi amplificatori, l'oscillatore potrà oscillare soltanto in corrispondenza di quelle frequenze che si presentano all'ingresso e alla uscita con la stessa ed identica posizione di fase. Questa condizione si verifica soltanto per quelle frequenze in corrispon-

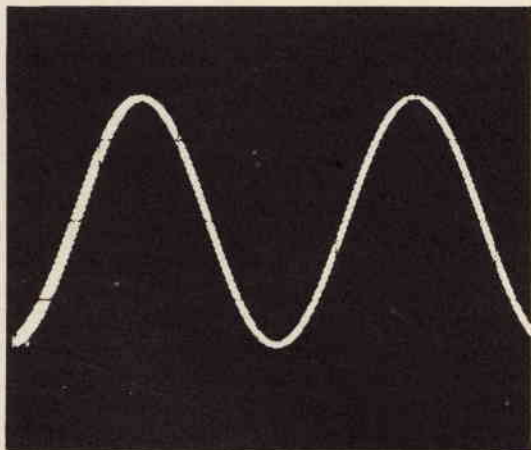



Fig. 2 - Oscillazione sinusoidale fornita dal generatore.

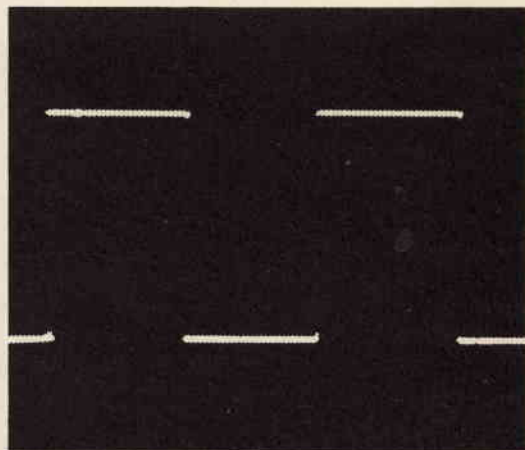



Fig. 3 - Oscillazione rettangolare fornita dal generatore.

denza delle quali i due rami capacitivi del ponte presentano valori di reattanza uguali.

La gamma delle frequenze fornite dal generatore viene ripartita in quattro sezioni mediante i condensatori C_1, C_2, C_3, C_4 ed inoltre C_5, C_6, C_7, C_8. La regolazione fine della frequenza è ottenuta invece mediante il potenziometro tandem P_{1a}/P_{1b} (10 kΩ). Per stabilizzare l'ampiezza della tensione riportata all'ingresso, viene inserita nel circuito di emettitore del transistor T_1, una lampadina da 12 V/0,03 A. Questa lampadina funziona da resistore variabile al variare della corrente di lavoro del transistor.

Mediante il potenziometro semifisso R_4 (100 kΩ) si regola l'entità della controreazione, e di conseguenza, la massima ampiezza della tensione di uscita del generatore. Il condensatore C_9, nel circuito di emettitore del transistor T_2, serve a ridurre il grado di controreazione alle frequenze elevate.

Il segnale sinusoidale presente sul collettore del transistor T_3 viene applicato al commutatore S_5 mediante il condensatore elettrolitico C_{12} da 5.000 μF. Il commutatore S_5 serve a far apparire all'uscita del generatore o il segnale sinusoidale o il segnale rettangolare. La tensione presente sul commutatore S_5 viene portata sul morsetto di uscita del generatore mediante i commutatori S_6, S_7, S_8 che, a loro volta, possono collegarsi ad un partitore della tensione di uscita del generatore.

Generatore onde rettangolari

Il generatore delle onde rettangolari è costituito dal generatore di onde sinusoidali sopra descritto, da un circuito trigger di Schmitt e da uno stadio trasformatore di impedenza.

I circuiti trigger di Schmitt posseggono, come è noto, due condizioni di funzionamento stabile. L'una o l'altra posizione di funzionamento astabile dipende esclusivamente dalla tensione applicata all'ingresso. Se la tensione di ingresso supera periodicamente un certo valore soglia, regolabile nella maggior parte dei casi mediante un resistore, allora il trigger di Schmitt passa immediatamente, al crescere ed al diminuire della tensione, da uno stato di conduzione all'altro

Fig. 4 - Il generatore montato visto dalla parte posteriore.

stato di conduzione. Il ritorno nel primitivo stato di conduzione non avviene però con lo stesso valore di tensione soglia di prima ma soltanto dopo che è stato raggiunto un determinato valore di soglia in direzione opposta.

I circuiti trigger di Schmitt vengono di solito impiegati quando si vuole avere una pendenza molto ripida di un impulso. Naturalmente, la pendenza del fianco dell'impulso non dipende in nessuna maniera dalla « pendenza » della tensione applicata all'ingresso del circuito. Di solito, i circuiti trigger di Schmitt vengono impiegati per ricavare segnali rettangolari partendo da segnali sinusoidali come appunto è il caso del nostro generatore.

La tensione sinusoidale perviene al primo transistor (T_4) del trigger di Schmitt (T_4, T_5) mediante il commutatore S_5.

Il condensatore C_{13} serve ad aumentare la pendenza del fianco degli impulsi a frequenza elevata. Il transistor trasformatore di impedenza T_6 serve a ridurre le distorsioni in caso di sovraccarico del generatore. Il segnale rettangolare viene prelevato dall'emettitore del transistor T_6 (isofase) e, attraverso S_5, viene applicato al potenziometro P_2, regolatore della tensione di uscita. Da questo punto, il segnale rettangolare segue la stessa strada del segnale sinusoidale e perviene attraverso il partitore della tensione di uscita, al morsetto di uscita Bu_1.

Il raddrizzatore a ponte Gl_1 viene collegato ai due secondari da 12 V (collegati a loro volta in serie) dal trasformatore di alimentazione. La tensione continua viene spianata mediante il condensatore C_{17} da 1.000 μF. Il resistore R_{24} serve a limitare la massima corrente di

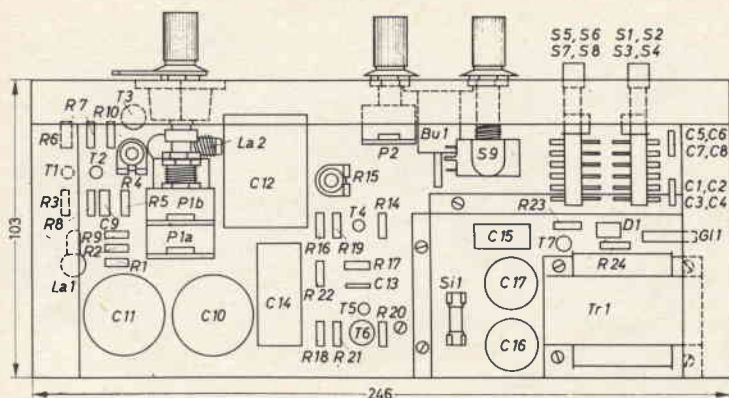



Fig. 5 - Disposizione dei componenti sulla parte frontale e sullo chassis del generatore.

collettore del transistor T_7. Quest'ultimo viene impiegato come sorgente di tensione costante e risulta inserito in serie alla tensione continua di alimentazione. Il resistore R_{24} protegge, in definitiva, il transistor T_7, in caso di sovraccarico provocato da un eventuale corto circuito dell'uscita dell'alimentatore.

La tensione di riferimento per il transistor regolatore T_7 è fornita dal diodo zener D_1 al quale il resistore R_{23} fornisce una corrente spianata dal condensatore C_{16}. Nel generatore prototipo venne misurata una tensione di uscita di rete di circa 25 V; a seconda delle tolleranze del diodo zener impiegato, la tensione di uscita può andare da 22,8 V e 25,6 V.

I condensatori C_{15} (100 µF) e C_{14} (1.000 µF) servono a disaccoppiare il generatore di onde sinusoidali dal generatore trigger di Schmitt.

Taratura del generatore

Per la regolazione del punto di lavoro è necessario collegare il morsetto di uscita del generatore all'ingresso di un oscilloscopio. Successivamente agendo sul potenziometro semifisso R_4 (fig. 2) si fa in maniera di ottenere la massima ampiezza dei segnali sinusoidali lungo tutta la banda delle frequenze di lavoro. Successivamente, agendo sul potenziometro semifisso R_{15}, si rende simmetrico il segnale rettangolare (fig. 3).

Per la taratura della scala del generatore si possono seguire due sistemi. Nel caso si possegga un oscilloscopio a doppia traccia oppure un oscilloscopio a singola traccia ma munito di commutatore elettronico si potrà facilmente tarare la scala impiegando un generatore di onde sinusoidali tarato. Nel caso si possegga soltanto l'oscilloscopio e questo ad una sola traccia si potrà, anche in questo caso, riuscire a tarare la scala ricorrendo alle figure di Lissayous. La figura 4 è una fotografia del generatore ripreso dalla parte posteriore. La figura 5 indica la topografia di montaggio dei vari componenti.

Caratteristiche tecniche del generatore

Uscite: onde sinusoidali e onde rettangolari

Campo di frequenza: 10 Hz . . . 100 kHz

Bande delle frequenze (4):
10 Hz . . . 100 Hz, 100 Hz . . . 1000 Hz
1 kHz . . . 10 kHz, 10 kHz . . . 100 kHz

Circuito: generatore RC a ponte di Wien
Circuito trigger di Schmitt

Tensioni di uscita:

Sinusoidale: 6 Vpp, 600 mVpp, 60 mVpp regolabili

Rettangolare: 10 Vpp, 1 Vpp, 100 Vpp regolabili

Tensione continua di lavoro: 25 V

Assorbimento di corrente: 6 mA

Transistori impiegati: 2xBCY58, 2xBSY58, 2xBSX48

Tensione di rete

Tensione di ingresso: 220 V

Tensione di uscita: 25 V stabilizzati

Corrente di uscita: max 35 mA

Tensione di ronzio: 10 mVpp

Transistori impiegati: AC 176, BZY 85, 24 V5

I rettificatori controllati al silicio (SCR) sono componenti semiconduttori che hanno acquistato recentemente tale popolarità — grazie alla loro notevole utilità pratica — che ben pochi sono oggi i laboratori di elettronica nei quali non ne esistono diversi esemplari. Proprio per questo motivo, accade assai spesso di non sapere se uno di essi è buono o meno, al momento in cui occorre farne uso.
Ecco dunque un semplice strumento, che chiunque potrà costruirsi con modica spesa, e che permetterà di risolvere rapidamente dubbi di questo genere.

Costruzione di uno strumento per la prova dei rettificatori controllati al silicio

di L. Biancoli

I normali prova-diodi e prova-transistori disponibili in commercio o auto-costruiti non possono essere impiegati per il controllo dei rettificatori controllati al silicio, e — d'altra parte — non esistono in commercio strumenti di costo limitato che possano servire adeguatamente a questo scopo particolare.

Ciò premesso, può essere interessante per molti dei nostri Lettori la descrizione che segue, relativa ad un semplice apparecchio che — sebbene di costo assai limitato — consente la facile determinazione dello stato di integrità di un SCR. Occorre però precisare un primo criterio che è alla base del progetto: a differenza di altri tipi di rettificatori, questi non consentono vie di mezzo. In altre parole, quando un rettificatore controllato al silicio viene sottoposto a condizioni di lavoro superiori alle massime consentite, si deteriora in modo irrimediabile, e non si limita a ridurre le sue prestazioni. Ciascun esemplare può quindi essere soltanto o buono, o da scartare, senza alternative.

Lo strumento che stiamo per proporre permette dunque la prova istantanea dell'integrità, e di stabilire l'intensità **minima** della corrente che deve scorrere nel circuito dell'elettrodo di controllo (« gate »), per determinarne il passaggio allo stato di conduzione, detto **innesco,** nonché l'intensità della corrente anodica **minima** necessaria per mantenere tale stato di conduzione, una volta che esso sia stato provocato, detta corrente di **mantenimento** (« hold »).

Una volta stabilito se il rettificatore è buono o meno, accertando i due dati di cui si è detto, quel componente può essere immediatamente utilizzato in un montaggio pratico. Non è però possibile stabilire i valori massimi delle due intensità di corrente, in quanto — aumentandoli gradatamente, occorrerebbe arrivare al deterioramento del rettificatore per poterli valutare. Tali valori sono comunque sem-

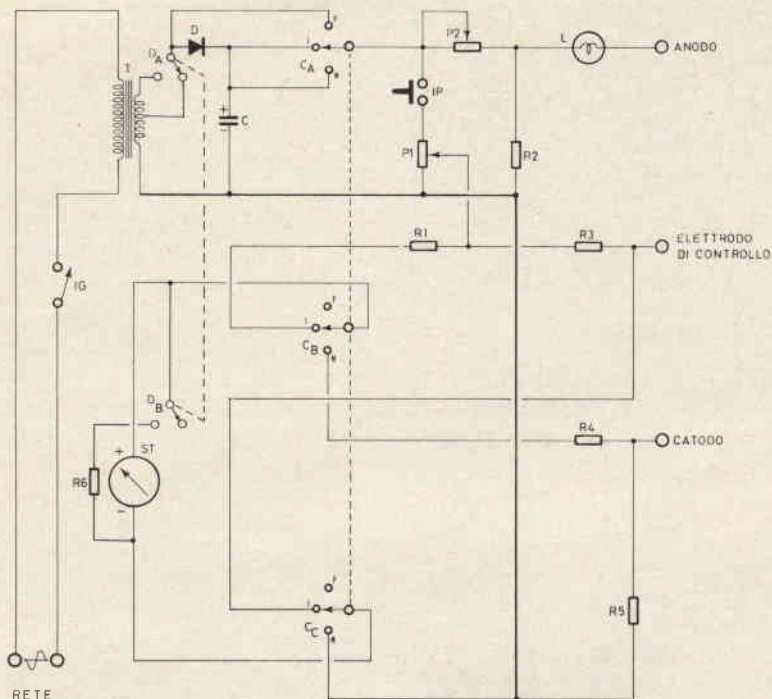



Fig. 1 - Circuito elettrico del dispositivo per la prova dei rettificatori controllati al silicio. Il circuito è quello fondamentale, ma potrà essere modificato ed adattato alle esigenze del costruttore.

pre reperibili nelle caratteristiche fornite dal fabbricante. Ciò che conta — in ogni caso — è di poterne stabilire l'integrità.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La **figura 1** illustra lo schema elettrico dello strumento, e mette in evidenza il fatto che — per la sua realizzazione — occorre un piccolo trasformatore la cui tensione primaria sia adatta al valore della tensione di rete disponibile. La tensione secondaria deve invece presentare due valori, e precisamente 6 e 30 V, con un massimo di 50 mA. Si tratta quindi di un trasformatore che deve avere una potenza minima di almeno:

$$VA = 30 \cdot 0{,}05 = 1{,}5$$

e quindi di dimensioni assai ridotte.

Un commutatore a tre vie, tre posizioni, ad un unico settore, predispone lo strumento per le tre prove possibili: nella prima posizione contrassegnata « P » (prova) si stabilisce se il rettificatore, entra o meno in stato di conduzione, e quindi se è buono o meno. Nella seconda, contrassegnata « I » (innesco) è possibile determinare il valore minimo della corrente che deve scorrere nel circuito dell'elettrodo di controllo per provocare lo stato di conduzione, ed infine nella terza, contrassegnata « M » (mantenimento), è possibile stabilire il valore minimo della corrente che deve scorrere nel circuito dell'anodo, e quindi attraverso l'intero rettificatore, affinché questo rimanga in stato di conduzione.

Rammentiamo al Lettore che il rettificatore controllato, pur consentendo il passaggio della corrente in una sola direzione, non entra in conduzione soltanto applicando ai suoi capi una determinata tensione di polarizzazione in senso diretto. Al contrario, è necessario che al suo elettrodo di controllo venga applicato anche un **impulso di sgancio,** avente caratteristiche adeguate. Ciò provoca lo stato di conduzione, che permane anche se la tensione di sgancio cessa immediatamente dopo: per interrompere il passaggio di corrente nell'unico senso possibile, è necessario che si verifichino due situazioni alternative. O viene a mancare la tensione di polarizzazione diretta, oppure essa assume addirittura — sia pure istantaneamente — una polarità opposta, anche se

di valore diverso, tanto cioè da stabilire le condizioni di polarizzazione inversa.

Il rettificatore da sottoporre alla prova viene collegato allo strumento mediante i tre terminali visibili a destra: uno di essi deve far capo all'Anodo, uno all'Elettrodo di Controllo, ed uno al Catodo.

Quando il commutatore a tre vie e tre posizioni viene predisposto sulla prima posizione, corrispondente alla prova (P), la tensione di rete, ridotta al valore di 6 o di 30 V, a seconda della posizione del doppio deviatore i cui settori sono contrassegnati rispettivamente D_A e D_B, risulta applicata indirettamente tra anodo e catodo del componente sotto prova, tramite il potenziometro P2 (usato come reostato) e la lampada spia L, dal lato dell'anodo, e tramite la resistenza R5 dal lato del catodo. In questa posizione — inoltre — l'elettrodo di controllo fa capo a massa tramite la resistenza R3 ed il potenziometro P1.

È quindi possibile regolare P1, partendo dalla sua posizione che pone il cursore dal lato massa, fino a raggiungere quella posizione che determina il passaggio del componente sotto prova allo stato di conduzione. Quando ciò accade, la lampada spia, in serie all'anodo, si accende producendo una luce tanto più intensa, quanto maggiore è l'intensità della corrente che scorre in senso diretto. Ne deriva che — eseguendo questa semplice prova con una tensione secondaria del trasformatore T di 6 o di 30 V (a seconda del tipo di rettificatore), è possibile stabilire se esso è buono o meno.

Nella posizione centrale del commutatore multiplo, contrassegnata « I » (innesco), è invece possibile misurare l'intensità minima che la corrente « gate » deve avere affinché il rettificatore sotto prova entri in stato di conduzione. In questa posizione — infatti — l'anodo fa capo ad un polo della tensione alternata fornita dal secondario del trasformatore T in uno dei due possibili valori, sempre tramite la lampada spia L ed il potenziometro P2, ma anche attraverso il diodo rettificatore D. Quest'ultimo provvede a rettificare la tensione alternata, che viene poi filtrata ad opera della capacità elettrolitica C.

L'elettrodo di controllo fa invece capo direttamente al polo negativo del milliamperometro ST. La sensibilità di questo strumento è di 5 mA fondo scala quando la tensione fornita dal secondario di T è di 6 V, e diventa di 50 mA quando quella tensione assume il valore di 30 V. Il lato positivo di ST fa invece capo a massa tramite R1 e P1, e torna all'elettrodo di controllo tramite R3, che si comporta quindi come uno « shunt » nei confronti del circuito di ST. Il catodo fa sempre capo a massa attraverso R5.

Quando il cursore di P1 è in contatto col lato del potenziometro collegato alla massa, la tensione applicata all'elettrodo di controllo del rettificatore controllato è praticamente nulla, per cui esso non può condurre. Mano a mano che il cursore di P1 viene invece spostato verso il terminale opposto (a patto beninteso che l'interruttore a pulsante IP sia chiuso), si determina una corrente « gate », la cui intensità viene misurata tramite ST, che — raggiunto un certo valore — provoca lo stato di conduzione.

Nella terza posizione — infine — contrassegnata « M » (mantenimento), il circuito dell'anodo è pari a quello precedentemente considerato, mentre variano le caratteristiche dei circuiti dell'elettrodo di controllo e dello strumento ST. Il primo viene infatti collegato al catodo tramite R3, R1 ed R4, mentre lo strumento viene a trovarsi tra il catodo e la massa. In parallelo alla sua bobina mobile — inoltre — risultano R4 ed R5, in serie tra loro.

La misura dell'intensità minima della corrente « hold » o di mantenimento, in questa terza posizione, viene eseguita provocando in un primo tempo lo stato di conduzione del rettificatore sotto prova mediante la regolazione di P1, e quindi togliendo la tensione di eccitazione applicata all'elettrodo di controllo (cosa che può essere fatta interrompendo il circuito di eccitazione tramite l'interruttore a pulsante IP), ciò fatto si aumenta quindi la resistenza in serie all'anodo (P2), finché la lampada spia L si spegne.

CRITERI REALIZZATIVI

L'intero dispositivo di prova può essere realizzato impiegando una scatola di plastica o di legno, avente le dimensioni ap-

prossimative di mm 200 di lunghezza, 100 di larghezza e 40 di profondità, munita di un coperchio metallico (meglio se di alluminio), che può essere fissato mediante quattro viti negli angoli, con colonnine distanziatrici.

Per evitare dubbi agli effetti delle varie connessioni, la **figura 2** illustra uno dei possibili criteri realizzativi, sebbene la disposizione dei componenti — peraltro indifferente — possa essere variata a seconda delle esigenze e dei gusti del costruttore. A sinistra la figura illustra l'aspetto del pannello di comando, ed a destra il pannello ribaltato, per chiarire la disposizione dei componenti e delle connessioni.

Lungo il lato inferiore sporgono tre conduttori flessibili, isolati in gomma, alle cui estremità verranno fissate tre pinze a coccodrillo di tipo isolato, per consentire il collegamento diretto al rettificatore controllato al silicio sotto prova. Non è possibile prevedere o suggerire uno zoccolo o una serie di morsetti, in quanto i tipi di SCR disponibili in commercio sono di dimensioni troppo diverse e di vario ordine.

I tre terminali sono comunque contrassegnati inequivocabilmente, in quanto la lettera « A » identifica l'anodo, le lettere « EC » l'elettrodo di controllo, e la lettera « C » il catodo.

Nella parte destra di questa figura, alcuni collegamenti sono stati stampati in colore, per meglio chiarirne la destinazione dai due lati.

Il trasformatore T è stato volutamente omesso, per motivi di chiarezza. Le sue dimensioni sono infatti talmente ridotte, da consentirne l'installazione in qualsiasi punto nell'involucro dello strumento. Sono però indicati chiaramente i collegamenti facenti capo al cordone di rete, all'interruttore generale di accensione IG, al primario, ed alle due tensioni secondarie di 6 e di 30 V.

In fase di collaudo, può verificarsi il caso che la corrente di mantenimento o di sgancio aumentino ruotando il comando in senso contrario a quello logico. Ove ciò si verifichi, sarà possibile rimediare invertendo le connessioni dei due terminali esterni, ferma restando quella che fa capo al cursore.

Dal momento che i cavetti di prova facenti capo agli elettrodi del rettificatore da collaudare sono di tipo flessibile, sarà bene praticare a ciascuno di essi un nodo al di sotto del passa-cavo applicato al pannello di comando, onde evitare che essi possano spezzarsi a seguito di strattoni accidentali.

L'intero strumento non necessita di alcuna messa a punto, ad eccezione del fatto che lo strumento indicatore deve presentare una sensibilità di 5 mA fondo scala quando la tensione secondaria di T è di 6 V, e di 50 mA quando essa è invece pari a 30 V. Sotto questo aspetto, è bene prevedere una prima resistenza « shunt » che deve sempre essere in parallelo alla bobina mobile dello strumento ST (non indicata nello schema in quanto può essere installata direttamente nel milliamperometro), ed una seconda, R6, che deve essere calcolata nel modo che il Lettore certamente conosce, in base alle caratteristiche intrinseche di ST stesso.

Un ultimo particolare che è bene menzionare è il seguente: i valori di 6 e di 30 V della tensione secondaria di T sono stati scelti ad arbitrio, onde consentire la prova anche dei rettificatori controllati al silicio di una certa potenza. Essi — tuttavia — possono essere modificati a seconda delle esigenze del costruttore: ad esempio, per eseguire la prova solo nei confronti degli SCR di potenza minima o media, è sufficiente una sola portata di 1 mA fondo scala da parte di ST. Dalle caratteristiche intrinseche dello strumento indicatore dipendono infine i valori ideali di R1 e di R4: in caso di difficoltà in fase di collaudo, sarà quindi opportuno adattare questi due valori alla resistenza interna dello strumento ST, nel modo in cui diremo.

Con una portata di ST di un solo milliampère fondo scala, la tensione secondaria fornita da T deve essere di soli 6 V, senza l'alternativa a 30 V, il che costituisce una semplificazione del circuito, il il cui unico sacrificio consiste forse nel fatto che alcuni tipi di SCR di una certa potenza non potranno essere provati.

In genere, la corrente che scorre attraverso la lampada spia L non è mai tale da provocarne l'interruzione: tuttavia, per evitare anche questo rischio, il Lettore potrà prevedere due lampade anziché una, e precisamente una da 6 V ed una da

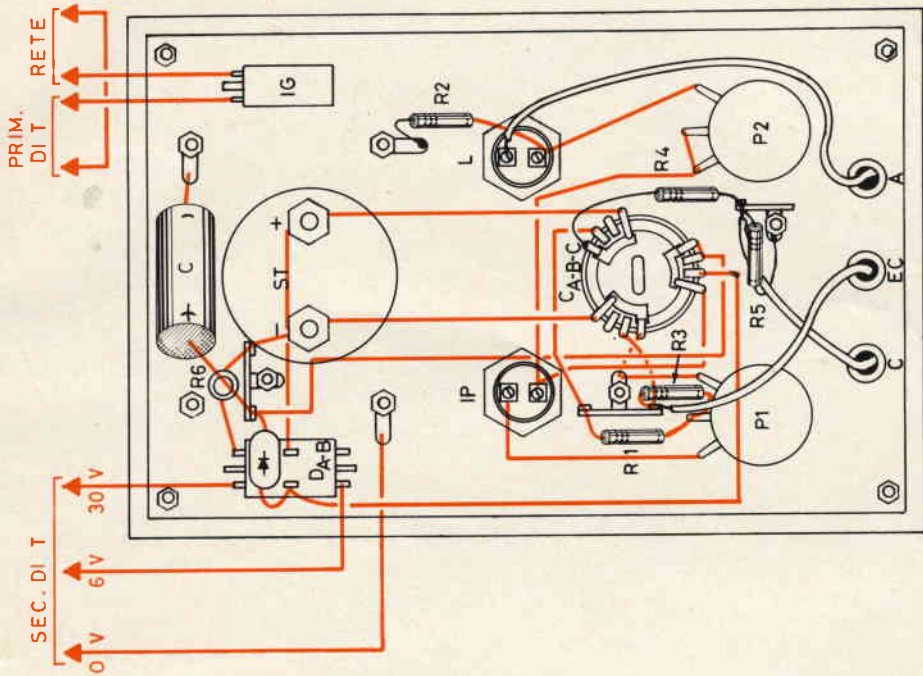
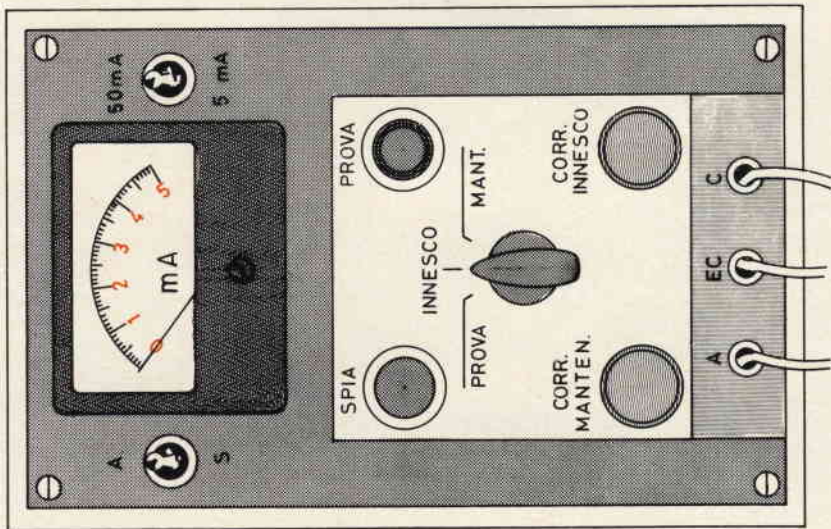



Fig. 2 - Disegno illustrante l'aspetto del pannello di comando, e la disposizione dei componenti e delle relative connessioni dal lato opposto. Il pannello deve essere di alluminio, in quanto ad esso fanno capo varie connessioni di massa.

24 V. La loro commutazione dovrà in tal caso essere contemporanea a quella che determina la variazione della tensione alternata secondaria, e quella della sensibilità di ST. In alternativa, sarà sempre possibile usare una sola lampada da 12 V. L'accensione potrà forse essere appena visibile con rettificatori funzionanti con basse intensità di corrente, ma a ciò si può rimediare usando un supporto per la lampada spia con gemma trasparente, oppure bianca.

In sostanza, il Lettore potrà adattare l'intero circuito alle sue personali esigenze, modificandolo opportunamente. Per la esatta determinazione dei valori di R1 e di R4, egli potrà procedere come segue: durante la prova della corrente minima di innesco eseguita nei confronti di un rettificatore notoriamente buono, potrà inserire provvisoriamente un secondo milliamperometro in serie all'elettrodo di controllo, e variare quindi sperimentalmente il valore di R1, finché entrambi gli strumenti forniscono la medesima indicazione. Con un procedimento analogo potrà verificare il valore di R4, collegando provvisoriamente il milliamperometro di controllo in serie all'anodo del SCR sotto prova, e tenendo presente che una sola misura è sufficiente per regolarizzare le indicazioni su tutta la scala.

Tornando ora alla disposizione dei comandi sul pannello illustrato nella parte sinistra di figura 2, a sinistra dello strumento si osserva l'interruttore generale che si trova in serie al primario di T, IG, mentre a destra si osserva il deviatore che commuta la tensione e la portata di ST. Nel pannellino centrale si osservano in alto a sinistra la gemma della lampada spia, ed a destra il pulsante di prova IP. Nell'eventualità che si aggiungesse la seconda lampada da 24 V, la gemma relativa potrà essere aggiunta tra questi due componenti.

Al centro si nota la manopola che aziona il commutatore per l'esecuzione delle tre prove; più in basso sono visibili le due manopole per i potenziometri P2 (a sinistra) e P1 (a destra), ed infine — in basso — sono visibili i tre passa-cavi in gomma, attraverso i quali escono i conduttori flessibili facenti capo ai contatti a coccodrillo.

USO DELLO STRUMENTO

Come si è detto, esso serve per eseguire separatamente tre diverse prove: vediamone quindi la relativa procedura, una alla volta.

Prova dello stato di integrità

A tale scopo, predisporre il commutatore triplo sulla posizione PROVA, il comando CORR. INNESCO al termine della sua rotazione in senso anti-orario, ed il comando CORR. MANTENIM. al termine della sua rotazione in senso orario.

Collegare quindi i tre contatti a coccodrillo ai tre elettrodi del rettificatore da provare, e mettere lo strumento sotto tensione: a seconda che si tratti di un esemplare di piccola, media o forte potenza, predisporre il deviatore a destra dello strumento sulla portata di 5 o di 50 mA.

A questo punto, tenendo premuto il pulsante di prova, ruotare lentamente il comando CORR. INNESCO, fino ad ottenere l'accensione della spia. Ciò fatto, liberando il pulsante, la lampada deve spegnersi. Se la lampada non si accende, o se resta accesa indipendentemente dalla pressione sul pulsante, il rettificatore è senz'altro da scartare.

Prova della corrente minima di innesco

Predisporre il commutatore triplo sulla posizione INNESCO, il controllo CORR. INNESCO al minimo, ed il controllo CORR. MANTEN. al massimo. Premere quindi il pulsante, e — tenendolo premuto — ruotare lentamente il potenziometro CORR. INNESCO, fino ad ottenere l'accensione della spia. Durante tale operazione, osservare l'indice dello strumento. Il valore minimo della corrente di innesco sarà quello indicato immediatamente prima dell'accensione della lampada.

L'intensità di questa corrente cade immediatamente a zero (o quasi) non appena si determina lo stato di conduzione. Dal momento che l'azione è assai rapida, se non si riesce ad eseguire la lettura, riportare a zero il comando CORR. INNESCO, portare il commutatore centrale per un istante sulla posizione PROVA, indi ripetere l'operazione.

Il nuovissimo registratore Sony TC-630 interamente transistorizzato, costituisce un vero e proprio « centro stereofonico ». Esso offre all'amatore più raffinato prestazioni elevatissime, flessibilità d'impiego e la robustezza tipica degli apparecchi professionali. Il TC-630 risponde pienamente alle norme internazionali HI-FI ed è adatto per la registrazione mono e stereo su nastri magnetici standard a 4 tracce.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE:

A 4 tracce, stereo o mono • 3 velocità: 19 - 9,5 - 4,8 cm/s • Risposta di frequenza: 30 ÷ 22.000 Hz a 19 cm/s - 30 ÷ 13.000 Hz a 9,5 cm/s - 30 ÷ 10.000 Hz a 4,8 cm/s • Rapporto segnale/disturbo: 50 dB • Distorsione armonica: 1,2% • Controllo del livello di registrazione su ciascun canale mediante microamperometri • Controlli: toni alti, toni bassi, bilanciamento, volume • Dispositivo effetto eco e SOUND-ON-SOUND • Entrate per: microfono, ausiliario, sintonizzatore, fono • Uscite per: altoparlanti, cuffia, linea • Potenza di uscita: 20 W per canale con altoparlante da 8 Ω - 10 W per canale con altoparlante da 16 Ω • Alimentazione: 100 - 110 - 117 - 125 - 220 - 240 V - 50-60 Hz • Completo di 2 altoparlanti posti nei coperchi del registratore e di due microfoni • Dimensioni totali: 454 x 506 x 294.

SONY®

ZZ/8770-00 PREZZO NETTO IMPOSTO: L. 295.000

CATALOGO A RICHIESTA

A CURA DELL'ORGANIZZAZIONE **G.B.C.**

Prova della corrente minima di mantenimento

Predisporre il commutatore centrale sulla posizione MANT., il comando CORR. INNESCO al minimo, ed il comando CORR. MANTEN. al massimo. Tenendo premuto il pulsante PROVA, ruotare lentamente il comando CORR. INNESCO, finché la spia si accende. Lasciando libero il pulsante, questa deve restare accesa.

A questo punto, ruotare lentamente in senso anti-orario il comando CORR. MANTEN., fino ad ottenere lo spegnimento della spia, e sorvegliare contemporaneamente l'indice dello strumento. La corrente minima di mantenimento ha il valore che sussisteva immediatamente prima che cessasse la conduzione, cosa denunciata dal ritorno a zero dell'indice, e dallo spegnimento della spia.

Il valore di questa corrente può essere verificato riportando il comando CORR. MANTEN. alla sua massima posizione in senso orario: se l'indice torna a raggiungere il fondo scala, ciò significa che il valore critico della corrente di mantenimento non era ancora stato raggiunto. Se invece l'indice resta a zero, la prova è valida.

CONCLUSIONE

Le tre prove eseguibili sono certamente sufficienti a stabilire lo stato di integrità di un rettificatore controllato al silicio, onde consentirne l'impiego nelle condizioni minime di corrente di anodo e dell'elettrodo di controllo.

Come già si è detto, i limiti massimi possono essere invece stabiliti solo consultando i dati forniti dal fabbricante. Ciò che conta — comunque — è di avere la certezza che il componente non sia difettoso, e che esso passi allo stato di conduzione quando una certa corrente viene fatta scorrere nel circuito dell'elettrodo « gate ». Se queste due condizioni sussistono, il rettificatore può essere usato direttamente nel circuito in cui la sua presenza è necessaria.

Lo strumento si presta anche per selezionare vari tipi di SCR, in modo da scegliere quelli che presentano le caratteristiche minime più simili. Ciò risulta assai utile quando occorra realizzare circuiti bilanciati, oppure quando — nelle produzioni in serie — occorre conseguire un certo grado di standardizzazione.

ELENCO DEI VALORI

R1 = 1.800 Ω - 1 W (vedi testo)
R2 = 10 Ω - 1 W
R3 = 330 Ω - 1 W
R4 = 56 Ω - 1 W (vedi testo)
R5 = 10 Ω - 1 W
R6 = A seconda della resistenza interna di ST

P1 = 5.000 Ω - 2 W minimo, lineare a filo
P2 = 2.500 Ω - 2 W minimo, lineare a filo

T = Trasformatore da 1,5 VA
Prim. = Tensione di rete
Sec. = 6 - 30 V

ST = Milliamperometro da 5 mA fondo scala

L = Lampada miniatura da 6,3 V - 150 mA

IG = Interruttore a leva
D_{A-B} = Doppio deviatore a leva (vedi testo)
C_{A-B-C} = Commutatore ad un settore, a tre vie, tre posizioni
IP = Interruttore a pulsante

La società International Rectifier ha messo in commercio, a poco prezzo, un dispositivo a ponte, incapsulato, per il raddrizzamento monofase; esso è progettato per 1,6 A a temperatura d'ambiente di 50 °C. La serie BSB, che si presenta sempre in un unico blocco, permette un raddrizzamento monofase ad alto grado di corrente e offre una gamma di temperature operative che si estende da — 40 °C a + 150 °C; si presta inoltre ad essere utilizzata per valori di tensione che vanno da 75 V a 600 V.

Riportiamo in questo articolo alcune notizie sulle casse acustiche di piccole dimensioni riportando degli esempi di realizzazione sperimentali.

BASSA FREQUENZA

CASSE ACUSTICHE DI PICCOLE DIMENSIONI

di F. Foresail

La limitazione dello spazio che si ha a disposizione in un comune appartamento, ha reso sempre più popolare la necessità di costruire delle casse acustiche di ingombro limitato. Naturalmente, se una cassa acustica miniatura può dare gli stessi risultati di ascolto di una cassa avente dimensioni maggiori, sarà senz'altro da preferire la prima versione. Per arrivare però a una equivalenza di risultati, si devono rispettare due condizioni:

1) Si devono usare degli altoparlanti speciali, tecnicamente elaborati per essere impiegati nelle casse acustiche chiuse. Fra le altre caratteristiche, questi tipi di altoparlanti devono avere una sospensione estremamente elastica della membrana. Questa è la ragione per la quale, per questi altoparlanti usati solo in casse chiuse, si è parlato di « sospensione acustica ». Essi devono presentare una frequenza di risonanza propria molto bassa.

2) L'adattamento fra il woofer e la cassa chiusa deve essere perfetto. Naturalmente si può costruire una cassa acustica con un solo altoparlante di diametro medio, ma si possono prevedere anche diversi altoparlanti, di diverso diametro, come in una cassa acustica di tipo classico. In questo caso, è l'altoparlante di diametro maggiore che si deve prendere in considerazione per l'adattamento della cassa.

Come dice il suo nome, una cassa chiusa è un contenitore generalmente a forma di parallelepipedo, completamente chiuso. Quando la membrana dell'altoparlante ha una sospensione eccessivamente leggera (complianza), è la massa d'aria inclusa nella cassa che assicura il frenaggio di questa sospensione.

Una cassa chiusa offre dunque un volume limitato rispetto alla cassa classica (per esempio tipo bass-reflex) a parità di diametro dell'altoparlante principale.

Normalmente una cassa chiusa ha una curva di risposta « ampiezza/frequenza » molto uniforme. Ma essa deve inoltre presentare una risposta molto estesa nella gamma dei suoni bassi (frequenze molto basse). La linearità della risposta e la sua estensione verso i suoni bassi può essere controllata e determinata dal valore di un fattore Fq, detto fattore di qualità della risonanza deve essere vicino all'unità.

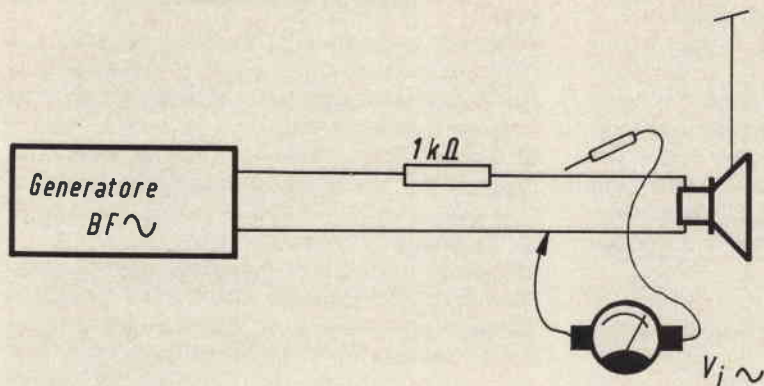



Fig. 1 - Metodo per la determinazione della frequenza di risonanza dell'altoparlante.

Determinazione della frequenza di risonanza dell'altoparlante

La prima cosa da fare quando si vuole costruire una cassa acustica è quella di scegliere con molta cura l'altoparlante per le note basse.

Si deve conoscere la sua frequenza di risonanza verso i suoni bassi (chiamata anche risonanza fondamentale). Spesso questa frequenza è indicata direttamente sulle caratteristiche dell'altoparlante dal costruttore. Nel caso invece non si conoscesse e si volesse misurarla, è sufficiente effettuare le seguenti operazioni (fig. 1).

L'altoparlante viene sospeso liberamente a una corda, lontano da muri o altre masse riflettenti; poi si applica un segnale proveniente da un generatore di bassa frequenza e si misura la tensione alternata ai suoi capi con l'aiuto di un voltmetro elettronico sensibile. Si fa variare la frequenza del generatore nella gamma delle frequenze basse. La frequenza letta sul generatore corrispondente alla tensione massima indicata dal voltmetro è la frequenza di risonanza dell'altoparlante (in aria libera).

Ricordiamo che questa frequenza deve essere la più bassa possibile.

Procedendo potremo considerare:

1) La « rigidezza » dell'altoparlante che è funzione della frequenza fondamentale di risonanza e della massa della membrana;
2) La « rigidezza » della cassa acustica o più esattamente della massa d'aria inclusa, che si aggiunge alla rigidezza dell'altoparlante quando è installato, e che è in funzione del volume di questa cassa;
3) La frequenza di risonanza fondamentale dell'insieme « altoparlante + cassa acustica » o frequenza di risonanza composta che è diversa da quella dell'altoparlante considerato da solo (più elevata) e che è in funzione anch'essa del volume di questa cassa.

Considerando quest'ultimo punto, conviene notare obiettivamente che la frequenza di risonanza composta dell'insieme si trova molto più aumentata rispetto alla frequenza di risonanza dell'altoparlante considerato da solo nel caso di una piccola cassa chiusa che nel caso di una cassa acustica normale di grande volume.

La conoscenza delle tre caratteristiche 1, 2 e 3 che abbiamo ora descritto, potrà permettere, con il calcolo, di determinare il fattore Fq di cui abbiamo già parlato. Si deve tener presente che questo calcolo rischia di essere approssimato per l'amatore in quanto è molto difficile valutare con precisione la massa di una membrana di altoparlante e la sua rigidezza per esempio in dine/cm.

Pertanto, il fattore Fq è importante da conoscere, perché permette di determinare ed eventualmente di modificare le qualità di una cassa acustica miniatura.

In fig. 2 è stata rappresentata l'influenza di questo fattore sulla risposta « ampiezza/frequenza » dell'insieme « altoparlante + cassa », in modo particolare per quanto riguarda la risposta alla frequenze basse. Si noterà che un fattore Fq di valore elevato favorisce la risposta di alcune frequenze basse (fra i 40 e i 50 Hz nel nostro esempio); questo può essere interessante o anche disastroso a seconda dei casi. Si vede così che un fattore

Fq di valore basso provoca, al contrario una attenuazione nella risposta delle frequenze basse. La risposta più fedele, la curva più lineare si ottiene con un fattore Fq vicino all'unità.

Determinazione del fattore di qualità di risonanza composto

Vediamo ora come si può fare per misurare quasi direttamente questo fattore Fq, cioè con la sola applicazione di una semplice formula. Per far ciò dobbiamo richiamarci al procedimento di misura già visto in fig. 1, con l'aggiunta di qualche complicazione.

Questa esperienza è rappresentata in fig. 3 e qui naturalmente l'altoparlante è montato nella sua cassa acustica.

Essendo il commutatore in posizione 1, si misura per prima cosa la resistenza in corrente continua R_c o resistenza ohmica) della bobina mobile dell'altoparlante con l'aiuto di un ohmmetro collegato ai punti A e B. In seguito l'invertitore è posto nella posizione 2 e il generatore di bassa frequenza è regolato su 1.000 Hz. Un voltmetro elettronico alternato è collegato ai punti A e B e si regola il guadagno dell'amplificatore per ottenere una certa tensione V facilmente leggibile sulla scala del voltmetro. Senza modificare il guadagno dell'amplificatore, si mette il commutatore nella posizione 3 e si collega il voltmetro elettronico nei punti C e D; poi si regola il potenziometro lineare a filo da 100 Ω allo scopo di ottenere la stessa tensione V letta sul voltmetro. Si mette a questo punto il commutatore nella posizione 2 e con l'aiuto dell'ohmmetro collegato fra C ed E, si misura la resistenza ottenuta con la regolazione del potenziometro. Questo è il valore R_a (resistenza in alternata).

Essendo quindi il commutatore sulla posizione 2 e il voltmetro elettronico collegato fra C e D, facciamo variare lentamente la frequenza del generatore fra 20 e 100 Hz osservando attentamente la tensione massima che sarà letta dal voltmetro per un certo valore di frequenza. La frequenza del generatore BF corrispondente a questa tensione massima è F_o; aumentiamo la frequenza del generatore fino a che la tensione letta sul voltmetro sia uguale alla tensione massima precedentemente osservata moltiplicata

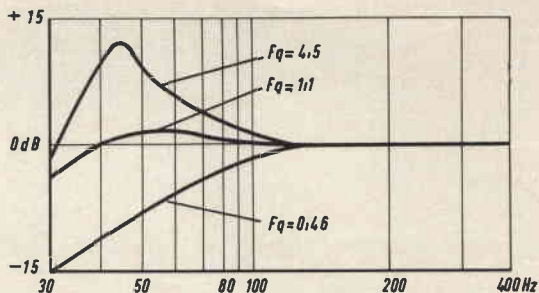



Fig. 2 - Curve del fattore di qualità.

per 0,707, si noti allora la frequenza F_1 corrispondente del generatore.

Infine, partendo da F_o, diminuiamo la frequenza del generatore fino a che la tensione letta sul voltmetro sia di livello uguale alla tensione massima moltiplicata per 0,707, si noti quindi la frequenza F_2 corrispondente del generatore.

Veniamo ora a determinare successivamente R_c, R_a, F_o, F_1 e F_2; non resta che sostituire le lettere con il loro valore nella formula seguente per ottenere Fq:

$$F_q = F_o / (F_1 - F_2) \cdot R_c / R_a$$

Ricordiamo che per avere una risposta « ampiezza/frequenza » uniforme, il fattore F_q così calcolato deve essere vicino a 1.

Il valore di questo fattore è funzione delle caratteristiche proprie dell'altoparlante usato: resistenza della bobina mobile, sospensione, densità del flusso magnetico, lunghezza della bobina mobile (spostamento nel traferro) e altri parametri meccanici o acustici. Inoltre è evidente che esso può essere modificato per le caratteristiche della cassa chiusa: spessore dei pannelli, volume, rivestimento assorbente interno.

Il rivestimento assorbente è di grande importanza, esso deve essere efficace e di qualità (per esempio lana di vetro) e sufficientemente spesso (da 10 a 15 mm). Un buon rivestimento interno fa sì che l'altoparlante sembri produrre un volume acustico superiore al volume geometrico reale.

Le dimensioni della cassa, dunque il volume, agiscono sul fattore Fq. Dopo la determinazione di queste dimensioni e la costruzione, è difficile effettuare delle

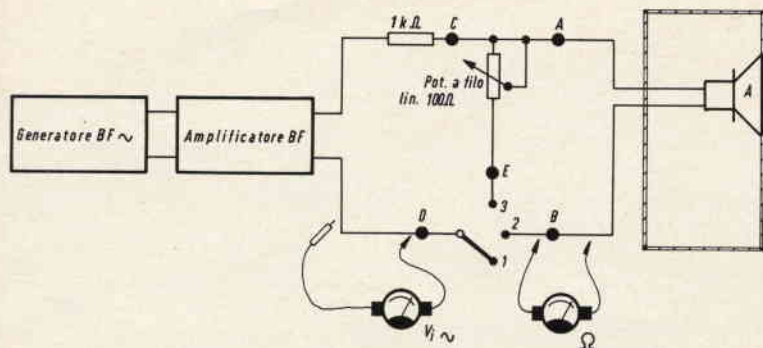



Fig. 3 - Circuito per la determinazione del fattore di qualità.

modifiche per agire sul fattore Fq. La cosa più semplice è di incollare il rivestimento interno pannello per pannello misurando ogni volta il fattore Fq ottenuto e fermandosi al valore soddisfacente.

Come abbiamo detto, l'altoparlante woofer destinato ad essere montato in una piccola cassa chiusa deve avere una sospensione della membrana molto morbida. Con delle leggere pressioni su questa membrana, si devono poter imprimere a questa degli spostamenti dell'ordine di 6 ÷ 7 mm in avanti e indietro rispetto alla sua posizione di riposo. Inoltre durante questi spostamenti, la bobina mobile deve conservare il più grande numero possibile delle sue spire nel traferro magnetico.

Realizzazione della cassa acustica

Vediamo ora la costruzione vera e propria della cassa acustica. Costruita in legno o meglio in legno compresso, i pannelli che formano la cassa devono avere uno spessore sufficiente per evitare ogni vibrazione.

Per un altoparlante principale di diametro compreso fra 15 e 20 cm, si raccomanda uno spessore dei panelli dell'ordine di 12 mm; per un altoparlante di diametro maggiore, si dovranno adottare dei pannelli di 20 mm di spessore.

Il pannello frontale e i quattro pannelli laterali sono tenuti insieme da viti e colla. Il pannello posteriore viene avvitato solamente per comodità di montaggio in modo da accedere facilmente all'interno; sarà consigliabile usare un buon numero di viti per evitare ogni vibrazione possibile.

Le dimensioni tipiche delle casse (dimensioni esterne) rispetto al diametro dell'altoparlante principale usato sono riportate nella tabella 1.

TABELLA 1

Diametro altoparlante	Altezza	Largh.	Prof.
15	38	24	15
20	48	27	24
25	59	29	25
28	61	33	30

Ricordiamo ancora una volta che si tratta di dimensioni tipiche raccomandate. Esse potranno essere leggermente ridotte se lo spazio disponibile nella camera lo esige. Al contrario si ricorda che l'aumento delle dimensioni vale a dire l'aumento del volume d'aria interno della cassa, causa una diminuzione della frequenza di risonanza composta dall'insieme « altoparlante + cassa » dunque con un miglioramento della risposta alle frequenze basse.

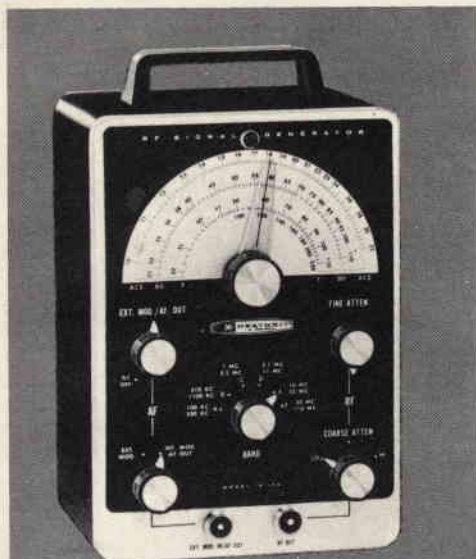
Aggiunta di un tweeter con filtro

Una riproduzione sonora di qualità necessita in generale di due o più altoparlanti, essendo ciascun altoparlante destinato alla riproduzione di una banda di frequenze diverse da quelle del suo vicino. Questa divisione di bande di frequenze, questa ripartizione di energia canalizzata su ogni altoparlante è affidata a dei filtri di bassa frequenza.

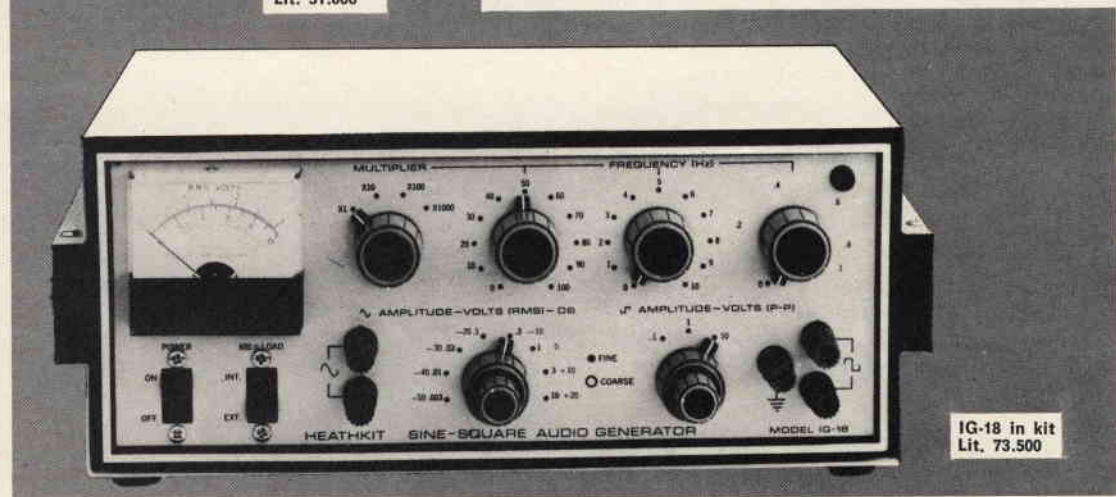
È noto da tempo che un solo altoparlante non è in grado di riprodurre corret-

UNA COMPAGNIA DEL GRUPPO SCHLUMBERGER

Generatore HF mod. IG-102

6 gamme di frequenza: da 100 kHz a 220 MHz • Precisione: 2% • Livello di uscita: 100 mV • Impedenza di uscita: 50 Ω • Modulante: 400 Hz • Profondità di modulazione: 30% • Alimentazione: 125/220 V - 50 Hz.

IG-102 in kit
Lit. 31.000

Generatore di segnali mod. IG-18

Segnale sinusoidale • Gamma di frequenza: da 1 Hz a 100 kHz • Livello di uscita: da 0,003 a 1 Veff su 600 Ω • Precisione in frequenza: ± 5% • Stabilità in ampiezza: ± 1 dB da 10 Hz a 100 kHz • Distorsione: inferiore a 0,1% da 10 Hz a 20 kHz.
Segnale quadro • Gamma di frequenza: da 5 Hz a 100 kHz • Livello di uscita: 0,1 - 1 - 10 V p.p. su 2.000 Ω • Tempo di salita: 50 ns • Alimentazione: 125/220 V - 50 Hz.

IG-18 in kit
Lit. 73.500

Tutti gli strumenti sono venduti in scatola di montaggio o montati

Chiedeteci il catalogo della produzione

**per Strumentazione
Alta Fedeltà
Radio Amatori**

SCHLUMBERGER ITALIANA S.p.A. C.P. 6130 00195 ROMA

Nome e cognome ....

Via ....

Città .... c.a.p. ....

Vogliate inviarmi il nuovo catalogo Heathkit 1970.

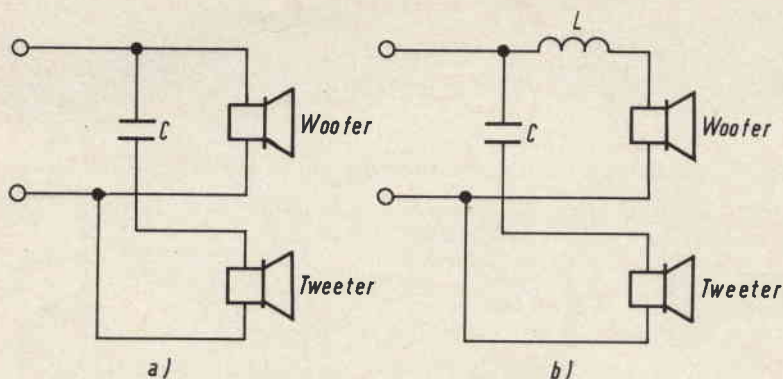



Fig. 4 - Esempi di collegamento di altoparlanti per i toni bassi e i toni alti.

tamente tutte le frequenze del registro sonoro. Ma delle ricerche molto recenti hanno dimostrato che la moltiplicazione dei filtri di bassa frequenza finisce per alterare notevolmente la qualità del suono.

Tenuto conto dello stato attuale della tecnica nella fabbricazione degli altoparlanti, si è riscontrato che se si parte con un woofer di buona qualità (altoparlante principale) è sufficiente aggiungere ad esso uno o due tweeter solamente per ottenere una perfetta riproduzione. Questa riduzione del numero necessario di altoparlanti interessa una riduzione simultanea dei filtri di bassa frequenza come pure una semplificazione della loro fabbricazione.

In fig. 4 sono stati rappresentati due filtri semplificati che si possono impiegare nel caso del collegamento di un woofer di qualità con un tweeter o due. In fig. 4a si usa un semplice condensatore C che lascia passare le frequenze elevate verso il tweeter, ma arresta i suoni bassi.

In fig. 4b, il filtro è un poco più elaborato; esso è formato in più da una bobina L che lascia passare i bassi e i medi verso il woofer ma arresta gli acuti.

Le caratteristiche degli elementi L e C dipendono dalle frequenze di taglio degli altoparlanti, vale a dire dalla frequenza di ricoprimento (allo scopo che non vi siano dei « buchi » nella banda di frequenza riprodotta) sia che questo punto di ricoprimento sia scelto dall'utilizzatore, sia che venga imposto dalle caratteristiche degli altoparlanti.

I valori di L e di C in funzione del punto di ricoprimento sono dati dalla tabella 2.

TABELLA 2

Frequenza di ricoprimento Hz	C µF	L mH
500	40	2,5
1.000	20	1,25
2.000	10	0,625
4.000	5	0,312
8.000	2,5	0,156

I condensatori devono essere del tipo non polarizzato; le bobine sono degli avvolgimenti in aria di filo di rame di sezione elevata. I valori sono dati per degli altoparlanti con impedenza della bobina mobile di 8 Ω. Per impedenze di 4 Ω si deve moltiplicare C per 2 e dividere L per 2. Al contrario per delle impedenze di 16 Ω si deve dividere C per 2 e moltiplicare L per 2. Ricordiamo allora che woofer e tweeter devono essere collegati in fase, altrimenti si produce uno smorzamento sonoro della riproduzione verso le frequenze vicine del punto di ricoprimento.

A titolo indicativo se ci riferiamo alle costruzioni commerciali che hanno adottato il montaggio di fig. 4, vediamo che le frequenze di ricoprimento si pongono fra i 1.500 e i 3.000 Hz.

Per terminare, ricordiamo che il risultato finale di ascolto — tenuto conto della perfetta fedeltà dell'amplificatore — dipende sia dalle prestazioni e dalle qualità proprie degli altoparlanti impiegati sia dall'adattamento corretto e accurato della cassa acustica.

(Da « Electronic World » 6911)

In questa parte dell'articolo ci occuperemo dei circuiti multivibratori semplici e ad accoppiamento catodico.

CIRCUITI A IMPULSI

quarta parte **a cura dell'ing. Torcellini**

Nella III parte di questo articolo, abbiamo iniziato lo studio dei commutatori elettronici. Abbiamo visto allora che questi commutatori hanno generalmente la forma di un oscillatore a rilascio. Nella maggior parte dei casi, un oscillatore simile è inoltre comandato da impulsi di tensione, allo scopo per esempio di realizzare un sincronismo con un altro oscillatore a rilascio (sincronizzazione). Ne troviamo un esempio nella tecnica della televisione. Le tensioni pulsanti, prodotte nel ricevitore per assicurare la scansione delle righe sullo schermo del cinescopio, sono sincronizzate con le tensioni pulsanti utilizzate nella camera da ripresa, con l'aiuto degli impulsi trasmessi del trasmettitore. Si realizza in questo modo il sincronismo fra la scansione nella telecamera da ripresa e la scansione dello schermo del ricevitore. Vedremo più dettagliatamente, in uno dei prossimi capitoli, il sistema con il quale si ottiene la sincronizzazione.

Abbiamo terminato il capitolo precedente con uno studio dell'oscillatore bloccato, nel quale una valvola viene usata come elemento amplificatore. È quindi anche possibile usare a questo scopo un transistor. Si ottiene allora un circuito il cui schema è rappresentato in fig. 1.

Il trasformatore T, che realizza l'accoppiamento fra i circuiti di base e di collettore, è collegato in modo che la polarità della tensione ai capi dell'avvolgimento (S), incorporato nel circuito di base, sia quella indicata in figura. Nel caso considerato consideriamo che la corrente nell'avvolgimento primario (P), incorporata nel circuito del collettore, aumenta in am-

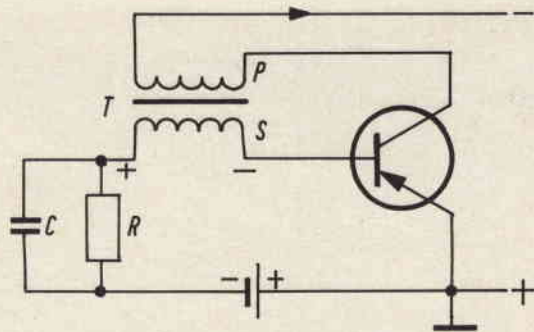



Fig. 1 - Esempio di circuito oscillatore bloccato a transistore.

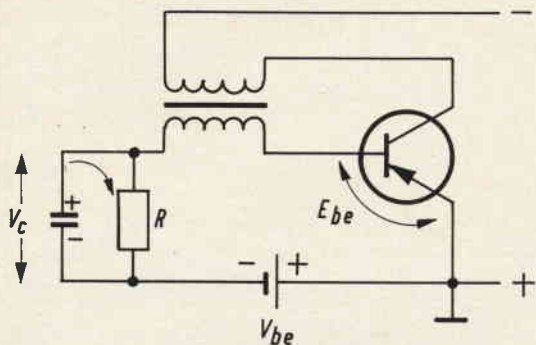



Fig. 2 - Andamento delle correnti nell'oscillatore bloccato.

piezza (la freccia di fig. 1 indica il senso della corrente).

Si sa che, nel circuito d'ingresso di un transistore, una corrente non può circolare che se il trasmettitore è positivo rispetto alla base.

Non terremo conto che dei circuiti nei quali viene usato un transistore del tipo PNP come elemento amplificatore. Quando viene usato un transistore del tipo NPN si applica lo stesso ragionamento, naturalmente facendo attenzione alla diversa polarità delle tensioni da applicare.

Per studiare il funzionamento del circuito, supporremo che il condensatore C sia caricato e che la tensione che, sotto l'effetto di questo carico, esiste ai capi del condensatore alla polarità indicata nello schema di fig. 2.

La tensione fra base ed emettitore (E_{be}) è allora uguale a:

$$E_{be} = (- V_{be} + V_c) \text{ Volt}$$

In questa formula, V_{be} è la tensione della sorgente e V_c è la tensione ai capi del condensatore.

Se supponiamo all'inizio la tensione V_c superiore a V_{be}, la tensione E_{be} è positiva, ciò vuol dire che la base è positiva rispetto all'emettitore. In queste condizioni, nessuna corrente circola nel circuito di base, il transistore è allora interdetto. Questa situazione è illustrata in fig. 2. Non si ha più corrente nel circuito di collettore (non terremo più conto della corrente continua I_{co}), di modo che nessuna tensione si sviluppa ai capi dell'avvolgimento (S) del trasformatore T (avvolgimento inserito nel circuito della base).

Il condensatore C si scarica quindi attraverso la resistenza R, di modo che la tensione ai suoi capi (V_c) diminuisce. Questo significa che anche la tensione E_{be} diminuisce.

Una illustrazione del processo di scarica è dato in fig. 3 a e questo per un momento determinato. In fig. 3 b, che rappresenta il processo di scarica qualche istante più tardi, il condensatore si è scaricato sufficientemente perché $V_c = V_{be}$ di modo che $E_{be} = 0$. A partire da questo momento, il transistore non è più bloccato, poiché la base diventa quindi negativa rispetto all'emettitore ($V_c < V_{be}$). Nel circuito si forma una corrente, che cresce a misura che la base diventa negativa rispetto all'emettitore. Per questo fatto, il circuito del collettore non è più bloccato, si svilupperà una corrente crescente linearmente sotto l'effetto dell'autoinduttanza dell'avvolgimento P. Questo farà apparire ai capi del secondario (S) un bru-

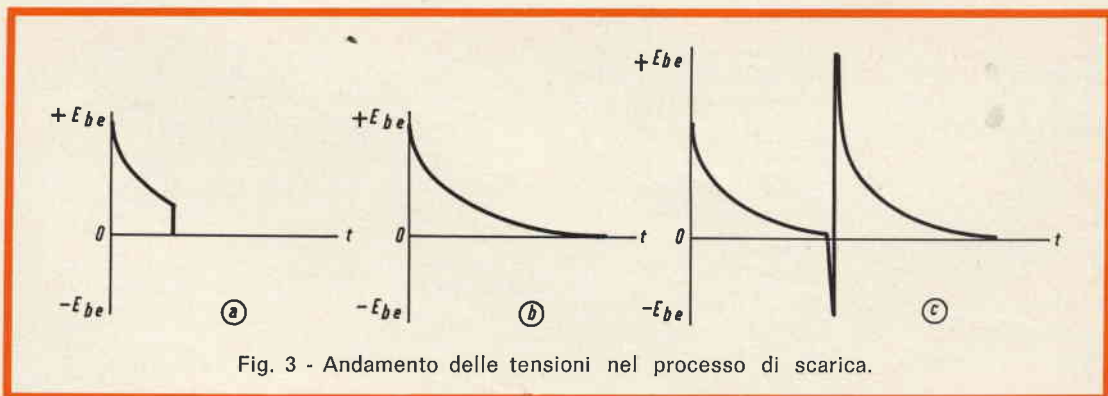



Fig. 3 - Andamento delle tensioni nel processo di scarica.

sco salto di tensione da zero a V_L volt e avente la polarità indicata in fig. 4. In queste condizioni, la tensione fra base ed emettitore è costante, cioè:

$E_{be} = (-V_{be} + V_c - V_L)$

La costanza della tensione E_{be} è dovuta al fatto che il processo che si svolge nel circuito è più rapido della scarica del generatore C. La corrente I_b nel circuito di base sarà dunque costante.

Prima di continuare, vediamo la caratteristica I_c/V_{ce} di un transistore. In questa caratteristica, illustrata in fig. 5, si possono distinguere due parti importanti: una parte nella quale una bassa variazione di V_{cc} interessa una variazione importante di I_c e una parte in cui l'altezza è praticamente orizzontale.

Nelle condizioni indicate prima, dove I_b è costante, il punto A, per esempio, è un punto critico che determina lo sviluppo ulteriore del processo.

Nel nostro caso, la corrente nel circuito del collettore continua ad aumentare in modo lineare, fino al momento in cui il punto A è raggiunto.

A partire da questo momento, l'aumento di corrente nel circuito del collettore diventa bruscamente più basso, in seguito al gomito della caratteristica I_c/V_{ce}. Questo provoca dunque una diminuzione del tasso di variazione della corrente del collettore (variazione per unità di tempo) di modo che la tensione indotta nell'avvolgimento (S) di T diventerà più piccola. Quindi una diminuzione di V_L raggiunge una diminuzione di I_b e dunque anche di I_c. Ne risulta una brusca inversione della polarità della tensione V_L, che passa da $-V_L$ a $+V_L$. La tensione fra la base e l'emettitore è allora uguale a:

$E_{be} = (-V_{be} + V_c + V_L)$

di modo che il transistore sarà bloccato istantaneamente. Si noterà che la corrente I_b, nel circuito d'ingresso, avrà ricaricato il condensatore C, di modo che la tensione V_c è anch'essa aumentata.

La tensione V_L sparisce rapidamente, poiché l'energia contenuta nel trasformatore T è rapidamente smorzata nel circuito oscillante costituito dall'autoinduttanza delle bobine e la capacità ripartita. Una volta che la tensione V_L è sparita, ritroviamo la situazione iniziale e il processo ricomincia.

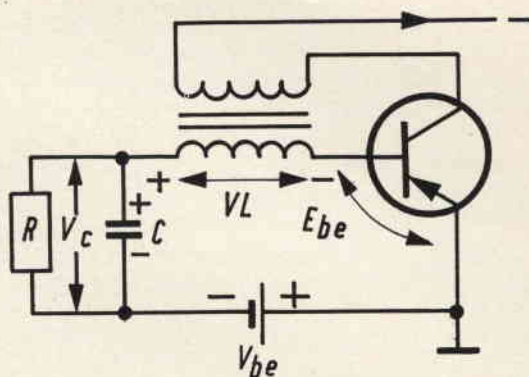



Fig. 4 - Polarità delle tensioni nell'oscillatore bloccato.

Una variante di questo oscillatore bloccato viene spesso usata nei convertitori per tensione continua. Questi convertitori sono destinati a trasformare una tensione della batteria per esempio da 6 V in una tensione continua di 45 V. Nei convertitori statici, la conversione della tensione continua si opera in tre fasi:

1) La tensione della batteria è convertita in una tensione alternata.
2) Questa tensione alternata è elevata al valore desiderato.
3) Si raddrizza questa tensione alternata.

La prima fase consiste nell'apertura e nella chiusura di un circuito a corrente continua, nel quale è inserita una autoinduttanza. Lo schema di un convertitore simile è rappresentato in fig. 6. Il principio di questo circuito è basato sul fatto che quando l'apertura e la chiusura di un circuito a corrente continua comprendente una autoinduttanza, si possono avere delle brusche variazioni di tensione.

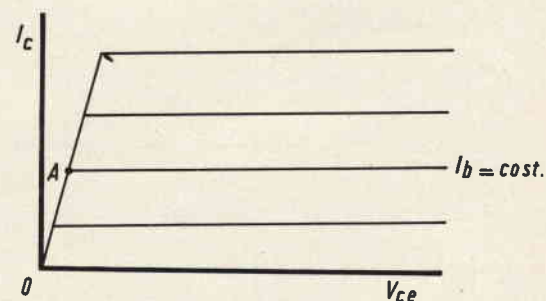



Fig. 5 - Caratteristiche I_c/V_{ce} di un transistore.

Quando l'interruttore S_1 è chiuso, la tensione ai capi della bobina A dell'autotrasformatore passa bruscamente a VL_a volt. Ora $VL_a = V_B - V_{TS}$, la tensione V_B è quella della batteria e V_{TS} la tensione ai capi del transistore. Ammetteremo che la resistenza propria della bobina A può essere trascurata. Una corrente crescente linearmente in funzione del tempo circolerà nel circuito di collettore del transistore (batteria - interruttore - L_1 - transistore - bobina A - batteria):

$VL_a = - L_A \, di/dt$

Ammetteremo che il trasformatore è dimensionato in modo che l'autoinduttanza L_A resta costante.

Una tensione costante V_B si trova anche ai capi dell'avvolgimento B. Sotto l'effetto di questa tensione costante, una corrente I_b, anch'essa costante, circolerà nel circuito di base del transistore. La corrente di collettore aumenterà fino al momento in cui si raggiunge la coda della caratteristica (punto A di fig. 5). In questo momento, il transistore si blocca e il circuito oscillatore è interrotto.

L'energia magnetica annullata nel trasformatore è convertita in energia elettrica, ciò significa che una oscillazione smorzata nascerà nel circuito oscillante costituito dall'autoinduttanza e dalla capacità parassita del trasformatore.

Durante la prima alternanza positiva della tensione così ottenuta il diodo X_2 sarà conduttore, di modo che l'energia elettrica viene trasferita al condensatore C_3 che sarà dunque caricato. L'autotrasformatore è anch'esso munito di un avvolgimento D, collegato in serie con il diodo X_1. Il ruolo di questo circuito è di limitare la tensione ai capi dell'autotrasformatore. In effetti, se nel momento in cui il transistore si blocca, la tensione ai capi dell'avvolgimento D diventa superiore alla tensione della batteria, il diodo X_1 non è più bloccato e una parte dell'energia aumentata nel trasformatore è restituita alla batteria. Le resistenze R_1 e R_2 collegate in serie, danno alla base una polarizzazione positiva, necessaria all'avviamento del convertitore.

Il multivibratore

Nei circuiti analizzati fino ad ora, si era usato una sola valvola o transistore come elemento amplificatore contrariamente ai circuiti che descriveremo ora.

La fig. 7 rappresenta lo schema di un amplificatore in cui i due tubi elettronici sono accoppiati fra di loro da circuiti RC; si tratta dunque di un classico amplificatore ad accoppiamento per resistenza-condensatore. Quindi la tensione alternata dell'anodo di V_2 è trasferita dal condensatore C_2 al circuito di griglia del tubo V_1.

Essendo queste due tensioni in fase, la condizione dell'oscillazione è raggiunta

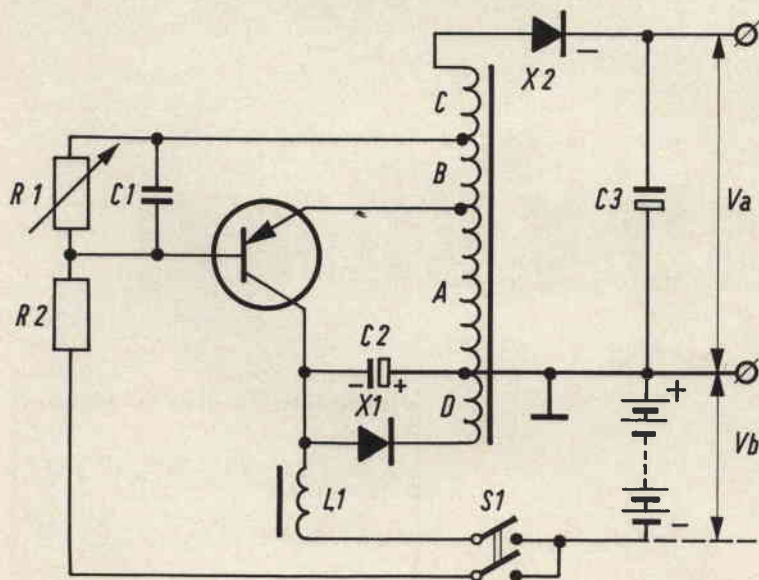



Fig. 6 - Esempio di circuito convertitore.

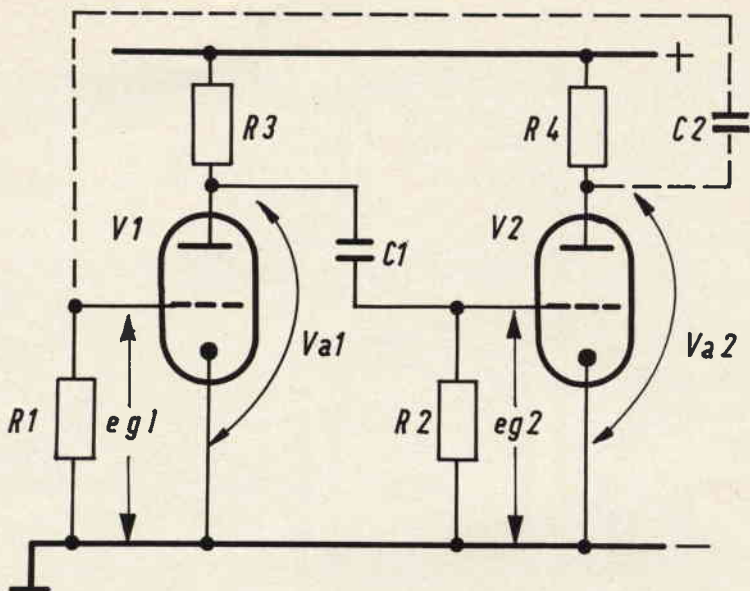



Fig. 7 - Schema elettrico di un amplificatore in cui le valvole sono accoppiate con circuiti RC.

e il circuito entrerà in oscillazione. Questo amplificatore a reazione positiva per resistenza, noto sotto il nome di multivibratore nella tecnica degli impulsi, è generalmente rappresentato nel modo indicato in fig. 8, che permette di vedere meglio il funzionamento dell'oscillatore.

Supponiamo per il momento che il circuito sia completamente simmetrico, cioè i due tubi V_1 e V_2 abbiano le stesse caratteristiche e la stessa corrente catodica, mentre $R_3 = R_4$, $C_1 = C_2$ e $R_1 = R_2$. Quando il circuito è collegato a una sorgente di tensione, la resistenza R_3 sarà attraversata da una corrente che è uguale alla somma della corrente anodica di V_1 e della corrente di carico di C_1; simultaneamente una corrente uguale alla somma della corrente anodica di V_2 e della corrente di carico di C_2 circolerà nella resistenza R_4. Essendo il circuito simmetrico, queste due correnti saranno uguali. Dopo un certo tempo i condensatori C_1 e C_2 saranno caricati; in questo istante $Vc_1 = Vc_2 = (V_B - I_{a1} \cdot R_3)$, le resistenze non saranno più percorse che dalla corrente anodica di V_1 e V_2 rispettivamente.

Si ottiene così uno stato stabile.

Quando la corrente anodica di V_1 diminuisce, per esempio in conseguenza di

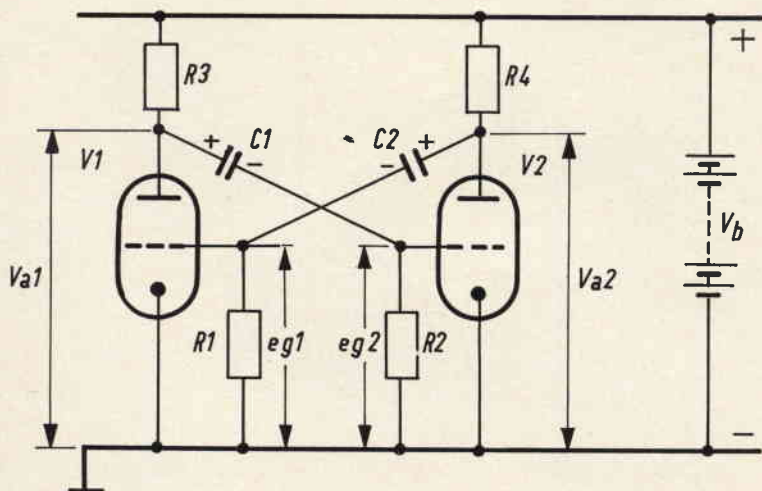



Fig. 8 - Schema elettrico di un multivibratore.

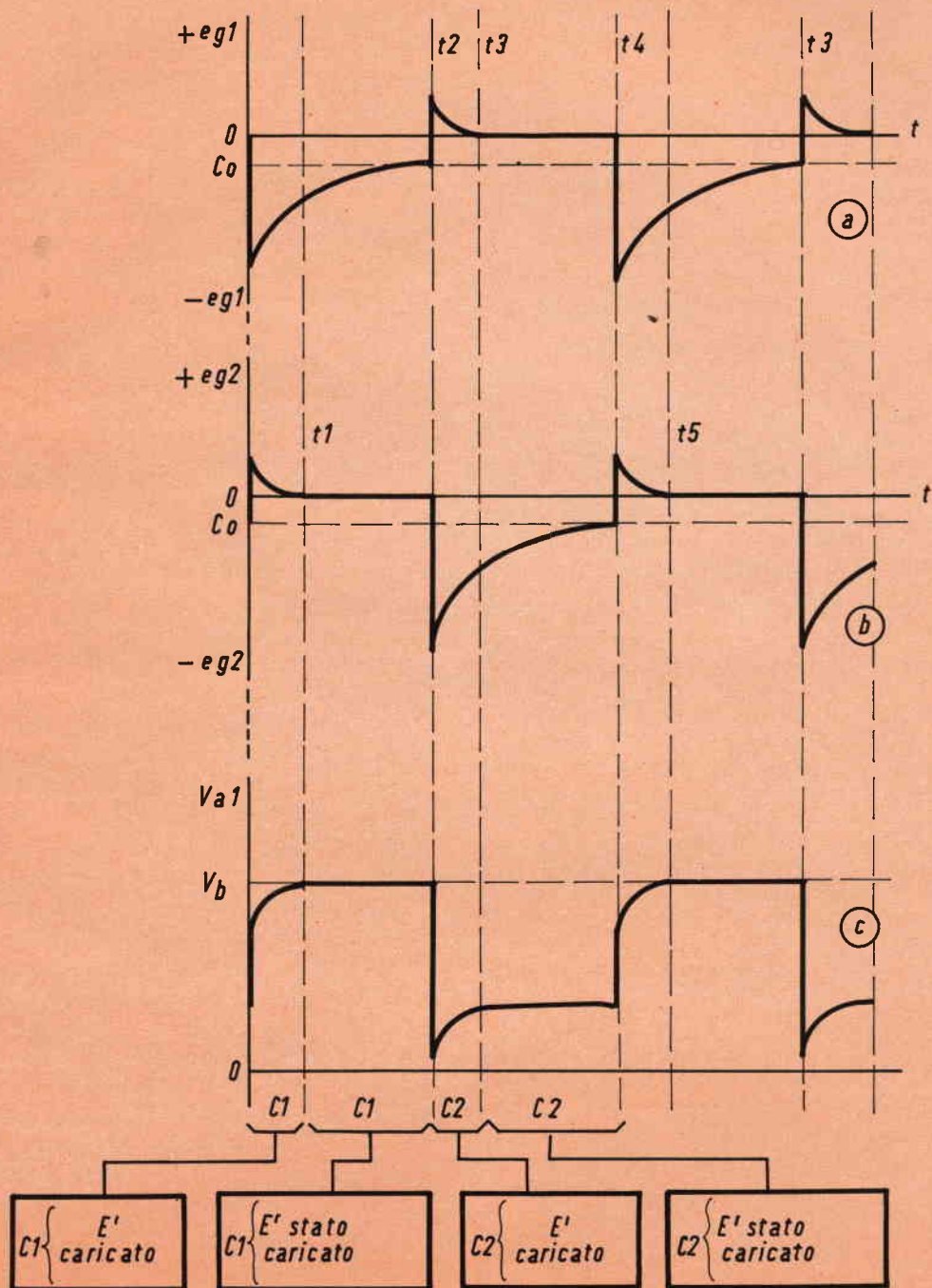



Fig. 9 - Forme d'onda che illustrano il processo di carica e scarica dei condensatori.

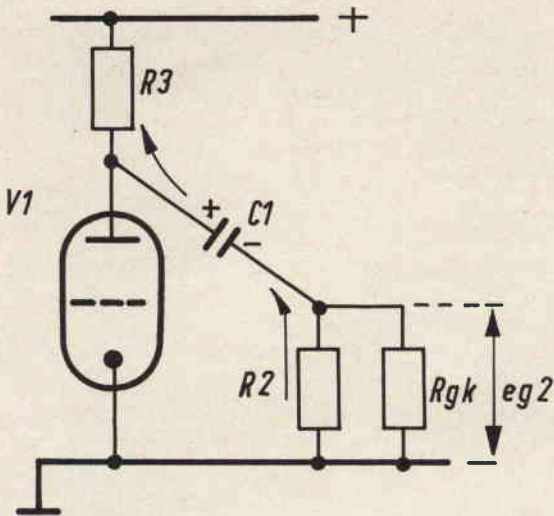



Fig. 10 - Circuito di carica del condensatore C_1.

una irregolarità nella emissione di elettroni di questo tubo, la caduta di tensione ai capi di R_3 diminuirà ugualmente di modo che la tensione anodica di V_1 (Va_1) aumenti.

$$V_a1 = V_B - I_a1 \cdot R_3$$

L'aumento di V_a1 è trasferito, dal partitore di tensione C_1 - R_2, alla griglia del tubo V_2. Ciò significa che questa griglia diventa positiva.

$$eg_2 = \frac{V_B - I_{a1} \cdot R_3}{\text{più grande}} - \frac{V_{c1}}{\text{costante}}$$

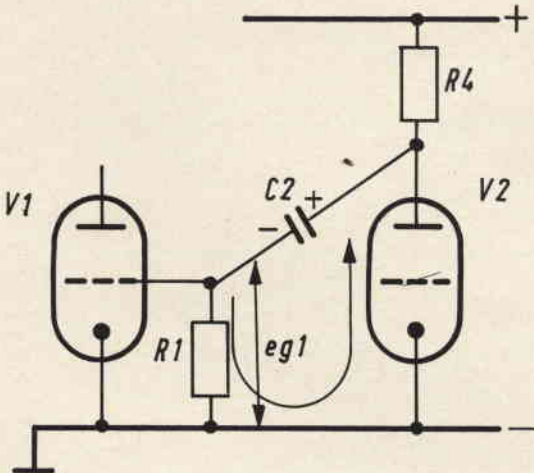



Fig. 11 - Circuito di scarica del condensatore C_2.

La tensione ai capi di C_1 non può seguire questa variazione rapida di modo che V_{c1} resta costante. Sotto l'effetto della tensione positiva alla griglia la corrente anodica di V_2 aumenta, di modo che la sua tensione anodica diminuisce.

$$Va_2 = V_B - I_{a2} \cdot R_4$$

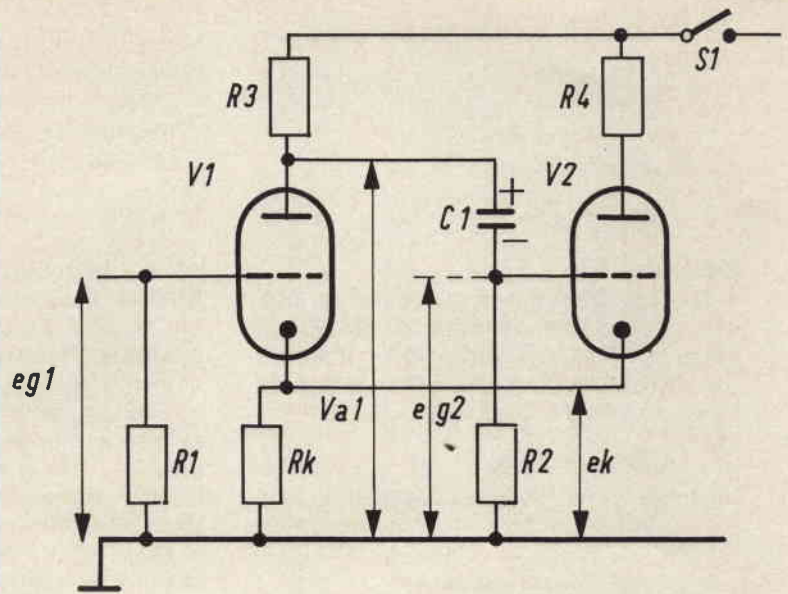
Questa diminuzione della tensione anodica viene trasferita, dal partitore di tensione C_2 - R_1 alla griglia del tubo V_1. Ne risulta una tensione negativa sulla griglia di V_1.

$$eg_1 = \frac{V_B - I_{a2} \cdot R_4}{\text{più piccolo}} - \frac{V_{c2}}{\text{costante}}$$

Siamo partiti dalla supposizione che il condensatore C_2 sia completamente carico di modo che $V_{C2} = V_B - I_{A2} \cdot R_4$. Quando questa griglia diventa negativa, la corrente anodica di V_1 diminuisce ancora più e la tensione V_{a1} diventa ancora più grande. Questo significa un nuovo aumento della tensione positiva sulla griglia di V_2 e un aumento di I_{a2}; V_{a2} diminuisce e la griglia di V_1 diventa ancora più negativa. Alla fine di questo processo, che si svolge con grande rapidità, la tensione sulla griglia di V_2 è positiva, di modo che si ha una corrente di griglia, mentre la tensione sulla griglia di V_1 è negativa e superiore alla tensione di taglio di questo tubo. Si arriva così a un nuovo stato stabile.

Vediamo ora di esaminare, ancora di più, il processo intero basandoci sulla fig. 9 a e b. Supporremo per cominciare che la tensione negativa sulla griglia di V_1 sia abbastanza grande per bloccare V_1, mentre la griglia di V_2 si trova a un potenziale positivo. Questo è dunque lo stato stabile di cui si è detto in precedenza. La tensione negativa di griglia del tubo V_1, che raggiunge eg_1 volt, diminuirà, poiché il carico di C_2 si smaltisce attraverso la resistenza di fuga di griglia R_1.

Il tempo necessario a questa scarica dipende dalla grandezza di R_1 e C_2. All'istante t_2 la tensione diminuisce a un

Fig. 12 - Schema elettrico di un multivibratore ad accoppiamento catodico.

punto tale che è raggiunta la tensione di taglio del tubo (vedere fig. 9 a) dopo che il processo descritto prima si ripete, di modo che la tensione di griglia di V_1 diventa positiva. La tensione di griglia di V_2 è positiva al momento in cui il processo si smorza. Tuttavia questa tensione è più bassa della tensione negativa sulla griglia del tubo V_1. In effetti, da quando la tensione di griglia diventa positiva, si forma una corrente di griglia e limita la tensione. Il condensatore C_1 viene dunque caricato da questa corrente di griglia; il tempo necessario alla carica di C_1 dipende da una parte dalla grandezza di C_1 e dall'altra dalla resistenza R_3 e dal circuito parallelo costituito dalla parte della resistenza R_3 e dal circuito parallelo, dalla resistenza R_2 e dalla resistenza dello spazio griglia-catodo del tubo V_2. Quest'ultima resistenza è molto bassa quando non vi è corrente di griglia (circa 1.000 Ω nella maggior parte dei casi), di modo che il tempo necessario alla carica di C_1 $(0 - t_1)$ è nettamente più corto del tempo di scarica $(0 - t_2)$. Possiamo dunque rappresentare, uno vicino all'altro, il circuito di carica di C_1 (fig. 10) e il circuito di scarica di C_2 (fig. 11).

L'altezza della tensione anodica del tubo V_1, che è funzione della tensione di griglia, è rappresentata in fig. 9 c.

Nell'intervallo $(0 - t_1)$ la tensione anodica non è più uguale alla tensione di alimentazione V_B, ma alla differenza fra questa tensione e la caduta di tensione ai capi di R_3. Quest'ultima è uguale a R_3 per la corrente di carica di C_1. Nell'intervallo $(t_1 - t_2)$ il condensatore è caricato e la tensione anodica è uguale alla tensione di alimentazione.

Il multivibratore ad accoppiamento catodico

Lo schema di un multivibratore ad accoppiamento catodico è rappresentato in fig. 12. Il circuito prende il suo nome dal fatto che la resistenza catodica R_k è comune ai due stadi.

Per la discussione di questo tipo di multivibratore, partiamo dal momento in cui l'interruttore S_1 è aperto. In questo istante nessuno dei due tubi conduce e supporremo che il condensatore non è più caricato. Quando si chiude S_1, circolerà una corrente nei due tubi. La somma delle due correnti circola nella resistenza comune del catodo R_k di modo che ai capi di questa resistenza si sviluppa una tensione $e_k = (I_{a1} + I_{a2})\ R_k$.

Essendo le griglie al potenziale di massa saranno così polarizzate negativamente rispetto ai loro rispettivi catodi. Questo limita l'intensità di corrente nei due tubi. Un aumento della corrente I_{a1} nel tubo V_1 interessa un aumento della caduta di tensione ai capi di R_3, di modo che la ten-

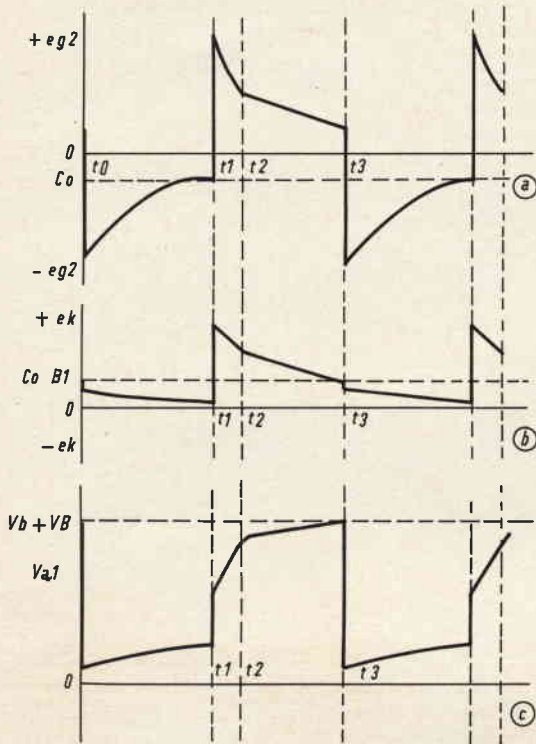



Fig. 13 - Andamento delle tensioni del circuito.

sione anodica di V_1 diminuisce. Siccome la tensione ai capi di un condensatore non può variare istantaneamente (è necessario sempre un certo tempo per caricare o scaricare un condensatore), la diminuzione della tensione anodica del tubo V_1 sarà trasferita sulla griglia del tubo V_2. Questo rende la griglia di V_2 più negativa. La tensione di griglia è uguale a:

$$eg_2 = V_{a1} - V_{c1} = \frac{\dfrac{V_B - I_{a1} \cdot R_3}{\text{più piccolo}}}{\dfrac{V_{c1}}{\text{costante}}}$$

Quando eg_2 aumenta, cioè quando la griglia di B_2 diventa più negativa, la corrente I_{a2} diminuisce. Questo porta una diminuzione di e_k. La griglia di V_1 diventa così meno negativa rispetto al suo catodo, di modo che I_{a1} aumenta ancora.

Il processo descritto qui sopra, che si accompagna a un tempo estremamente breve, termina nel momento in cui il tubo V_2 è bloccato e la corrente anodica di V_1 ha raggiunto il suo valore massimo. Questo è quello stato che è rappresentato al momento in fig. 13 a. La tensione di griglia di V_1 ha raggiunto il suo valore massimo, la tensione ai capi della resistenza catodica è uguale a $e_k = I_{a1\,max} \cdot R_k$ e la tensione anodica di V_1 ha raggiunto il suo valore minimo:

$$V_{a1} = V_B - I_{a1\,max} \cdot R_3$$

Il condensatore C_1 si scarica quindi attraverso le resistenze R_2, R_k e la resistenza interna di V_1. Questo circuito di scarica è rappresentato separatamente in fig. 14. La tensione di griglia eg_2 diminuisce quindi in modo esponenziale. La corrente attraverso la resistenza catodica R_k si compone dunque di due parti; la corrente anodica del tubo V_1 e la corrente di scarica di C_1. Questa corrente diminuisce a mano a mano che il condensatore C_1 si scarica.

La tensione e_k ai capi di questa resistenza va dunque anche essa diminuendo. Una diminuzione della tensione e_k porta un aumento di corrente anodica di V_1 e una diminuzione della tensione anodica di questo tubo. La variazione indicata qui sopra passa nell'intervallo $t_o - t_1$ ed è rappresentata in fig. 13. Al momento T_1 il condensatore C_1 si è scaricato al punto tale che la tensione negativa di griglia del tubo V_2 è uguale alla tensione di taglio di questo tubo. A partire da questo istante comincia a circolare una corrente in questo tubo.

Sotto l'effetto di questa corrente I_{a2}, la tensione e_k aumenta di modo che I_{a1} diminuisce e V_{a1} aumenta. Questo aumento della tensione V_{a1} riduce ancora la tensione negativa di griglia di V_2 in quanto la tensione ai capi del condensatore non può variare rapidamente.

Una diminuzione della tensione eg_2 provoca un aumento maggiore della corrente I_{a2} e dunque anche della tensione e_k. Questa variazione si produce anche molto rapidamente e termina quando il tubo V_1 è bloccato mentre la corrente nel tubo B_2 raggiunge un valore massimo. È questa situazione che è rappresentata all'istante t_1 in fig. 13. La tensione eg_2 è quindi positiva rispetto a massa, ciò vuol dire

AMPLIFICATORI stereo HI-FI

completamente transistorizzati

Interamente equipaggiato con transistor al silicio.

Potenza musicale: 30 + 30 W • **Potenza nominale:** 25 + 25 W • **Frequenza di risposta:** 20 ÷ 50.000 Hz ± 2 dB • **Distorsione** a 1.000 Hz alla potenza nominale con carico di 8 Ω: ≦ 0,5% • **Ingressi:** Fono magnetico - Fono piezo - Ausiliario - Radio - Registratore - Microfono • **Controlli:** Interruttore/volume - Bilanciamento - Toni alti - Toni bassi - Selettore d'ingressi - Controllo fisiologico - Filtro alti - Filtro bassi - Inversione canale - Mono/stero - Controllo registratore - Esclusione altoparlante • **Impedenze d'uscita:** 4 ÷ 16 Ω • **Prese d'uscita:** per registratore - per cuffia a bassa impedenza • **Tensione di alimentazione:** 110 ÷ 240 V a 50/60 Hz • **Dimensioni:** mm 395 x 270 x 120 • **Peso:** kg 6,700.

AF.609

AF.409

Interamente equipaggiato con transistor al silicio.

Potenza musicale: 20 + 20 W • **Potenza nominale:** 15 + 15 W • **Frequenza di risposta:** 20 ÷ 50.000 Hz ± 2 dB • **Distorsione** a 1.000 Hz alla potenza nominale con carico di 8 Ω: ≦ 0,5% • **Ingressi:** Fono/magnetico - Fono piezo - Ausiliario - Radio - Registratore • **Controlli:** Interruttore/volume - Bilanciamento - Toni alti - Toni bassi - Selettore d'ingressi - Filtro alti - Filtro bassi - mono/stereo • **Impedenze d'uscita:** 4 ÷ 16 Ω • **Presa d'uscita:** per registratore • **Tensione di alimentazione:** 110 ÷ 240 V a 50/60 Hz • **Dimensioni:** mm 395 x 270 x 120 • **Peso:** kg 6.

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF 42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141/2 linee
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

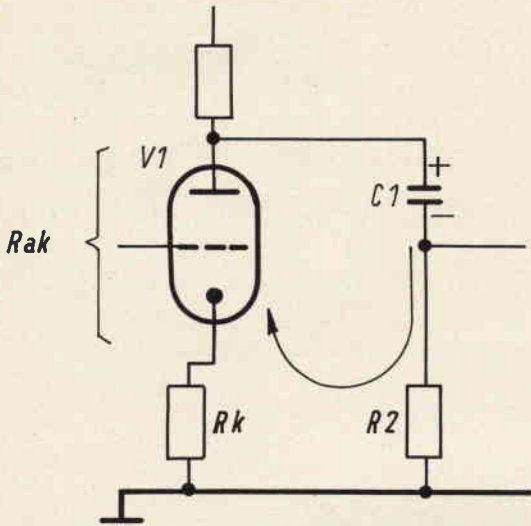



Fig. 14 - Circuito di scarica del condensatore C_1.

che la corrente I_{a2} e la tensione e_k sono massime.

Siccome la griglia V_2 è positiva rispetto a massa, il condensatore C_1 si caricherà nell'intervallo seguente. Il tempo necessario a questa carica dipende dalla costante di tempo del circuito di carica. Fintantoché la griglia è positiva rispetto al catodo, il circuito di carica è costituito dalle resistenze R_k — R_{gc} di B_2 e R_3. Essendo il valore di queste resistenze relativamente basso, il condensatore C_1 si caricherà rapidamente, di modo che eg_2 diminuisce rapidamente.

È questa variazione di eg_2 che è rappresentata nell'intervallo t_1 - t_2 di fig. 13. Siccome la corrente di carica diminuisce durante questo intervallo, sarà lo stesso per la tensione e_k, di modo che la tensione anodica di V_1 aumenterà nelle stesse proporzioni, poiché non circola nessuna corrente in V_1.

Dopo il momento t_2, la tensione di griglia di V_2 non è più positiva rispetto al suo catodo. Il condensatore C_2 si scarica quindi attraverso R_3 e R_2, ciò significa che la costante di tempo del circuito di scarica è sensibilmente più grande.

Quando C_1 è caricato, la tensione di griglia eg_2 cade, di modo che la corrente I_{a2} diminuisce. Questo porta una diminuzione della tensione e_k. La griglia di V_1 è sempre al potenziale di massa, di modo che questo tubo resta bloccato tanto che la tensione e_k è superiore alla tensione di taglio di V_1. Quando sotto l'effetto della diminuzione di I_{a2} la tensione e_k diminuisce, arriva un momento in cui questa tensione diventa inferiore alla tensione di taglio di V_1 (istante t_3), di modo che questo tubo çomincia a condurre. A partire da questo istante il ciclo riprende, V_2 sarà bloccata e la corrente in V_1 diventa massima.

Nella prossima puntata parleremo dei circuiti a transistori usati come elementi amplificatori.

L'aeroporto di Francoforte sul Meno dispone ora di sistemi di documentazione multicanali a nastro con i quali si possono registrare le conversazioni fra gli aerei in volo e le stazioni di terra.

L'installazione soddisfa le prescrizioni internazionali relative al controllo del traffico aereo e si uniforma a quelle già in funzione presso gli aeroporti internazionali di Amsterdam, Copenaghen, Londra, Parigi e Zurigo.

Queste installazioni, consistono di sistemi di registratori a nastro a 31 canali con i quali si possono registrare simultaneamente 30 conversazioni e segnali orari per 24 ore di seguito. Per assicurare un elevato grado di affidabilità, l'impianto è stato dotato di dispositivi di autoverifica; nel caso di guasto di un'unità, immediatamente entra in funzione quella di riserva. Inoltre, il guasto individuato elettronicamente, viene anche visualizzato.

IMPIEGO DEI SEMICONDUTTORI PER IL COMANDO A DISTANZA DI RELE' A FUNZIONI MULTIPLE

ELETTRONICA INDUSTRIALE

a cura di L. Biancoli

Esistono numerosissime applicazioni dei relé, attraverso le quali — tramite contatti semplici o complessi — vengono controllate simultaneamente o separatamente diverse funzioni meccaniche. In genere, se queste funzioni implicano il passaggio di correnti di forte intensità, i contatti del relé devono essere adeguatamente dimensionati, e ciò significa che — attraverso il relativo avvolgimento di eccitazione — deve passare una corrente anch'essa di intensità apprezzabile, onde sviluppare la necessaria potenza di eccitazione. A causa di ciò, i contatti attraverso i quali il relé viene eccitato sono suscettibili di facile deterioramento, a seguito della produzione di scintille. Come avremo occasione di verificare in questa nota, che segue lo spunto di un analogo argomento elaborato su Electronics World, l'impiego dei semiconduttori permette la eccitazione di relé funzionanti con notevoli potenze, eliminando l'inconveniente suddetto, o — tutt'al più — portandolo ad un livello trascurabile.

Il lettore saprà certamente che, in osservanza alle norme più elementari di sicurezza, i circuiti attraverso i quali si effettua il controllo di dispositivi funzionanti a relé devono essere isolati dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica, e devono funzionare con basse tensioni, come ad esempio quelle che possono essere fornite da batterie di pile o di accumulatori, oppure da trasformatori che riducono la tensione di rete ad un valore notevolmente inferiore.

Sebbene nella maggior parte dei casi, per i circuiti di eccitazione dei relé vengano usate tensioni rettificate di basso valore, prelevandole appunto dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica, esistono dei casi nei quali i circuiti di questo tipo vengono alimentati attraverso batterie. Questo è appunto il caso del primo circuito, illustrato alla **figura 1.**

In questo particolare dispositivo, il relé, contrassegnato dalla sigla RE, aziona due deviatori, i quali presentano entrambi una posizione normalmente chiusa (C), ed una posizione normalmente aperta (A). Quando questi due commutatori si trovano nella posizione illustrata, il dispositivo è inattivo, ed il relé non viene eccitato direttamente dalla tensione di 6 V, fornita dalla batteria. In queste condizioni, la capacità C1 si carica entro un periodo di tempo relativamente breve, fino ad assumere tra le sue armature una differenza di potenziale pari a quella fornita dalla batteria, tramite la resistenza R1, ed i contatti normalmente chiusi della sezione inferiore del commutatore comandato dallo stesso relé.

Ciò premesso, non appena uno qualsiasi dei tre pulsanti illustrati viene momentaneamente premuto, mettendo quindi in corto circuito tra loro i due contatti relativi, l'energia elettrica precedentemente accumulata nella capacità C1 risul-

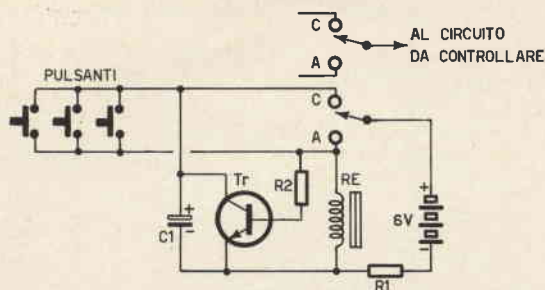



Fig. 1 - Con questo tipo di comando, i pulsanti possono inserire o disinterire la tensione di alimentazione del relé, ed esercitare quindi l'effetto di apertura e chiusura del circuito controllato, regolando l'intensità della corrente che scorre attraverso la bobina di eccitazione di un relé adatto ad una tensione di 6 V.

ta applicata ai capi della bobina di eccitazione del relé, nel qual caso la tensione fornita dalla batteria risulta anch'essa applicata ai capi di quest'ultimo, tramite la suddetta resistenza R1, ed il contatto normalmente aperto della sezione inferiore del doppio deviatore comandato.

Non appena il relé scatta, la tensione applicata ai capi del suo avvolgimento risulta presente anche sulla base del transistore TR, tramite la resistenza R2, il che ne determina la polarizzazione in senso diretto, a seguito della quale la capacità C1 si scarica assai rapidamente. Ciò in quanto la resistenza interna di TR viene ad essere talmente ridotta, da consentire un intenso passaggio di corrente tra l'emettitore ed il collettore, il cui percorso viene praticamente a costituire un corto circuito ai capi di C1.

A questo punto, se uno dei pulsanti viene nuovamente premuto, la tensione di 6 V fornita dalla batteria risulta applicata nuovamente ai capi di C1, ottenendo contemporaneamente due fenomeni: si ottiene infatti la diseccitazione del relé, unitamente all'apertura del circuito di alimentazione.

Il valore di R1 deve essere abbastanza elevato, da permettere che le condizioni di scarica di C1 provochino la diseccitazione del relé, ed inoltre da evitare che quest'ultimo torni ad eccitarsi, finché il commutatore risulta chiuso.

Usando un transistore del tipo 2N3394, ed una batteria di alimentazione in grado di fornire una tensione di 6 V, i valori tipici per questo circuito sono i seguenti:

R1 = 100 Ω - 0,5 W
R2 = 47.000 Ω - 0,5 W
C1 = 500 μF - 6 V
RE = Relé da 6 V, 32 Ω

Questo dispositivo, suscettibile di eventuali varianti a seconda delle esigenze, è stato usato con successo in numerosissime occasioni, e si presta alla funzione di chiusura e di interruzione del circuito da controllare, con rapidità fino ad un intervento al secondo.

Se i circuiti di alimentazione e di controllo sono in comune, la commutazione dell'alimentazione e delle funzioni di controllo possono a volte essere combinate nel modo illustrato nel circuito di **figura 2.** In sostanza, il dispositivo è assai simile a quello considerato precedentemente, modificato però con l'aggiunta del diodo D1, che lo mette in grado di funzionare con alimentazione proveniente da una sorgente a corrente alternata, anziché da una batteria. Il corretto funzionamento di questo circuito dipende dal diodo D2, che rettifica la corrente alternata allo scopo di rendere disponibile per il carico una corrente continua.

In questo caso particolare, il relé comanda un unico deviatore, illustrato nella sua posizione normalmente chiusa (C).

La resistenza che nel circuito precedente era stata indicata con la sigla R1, risulta qui divisa in due componenti, identificati dalle sigle R2 ed R4. Un condensatore di capacità relativamente ridotta (al confronto di C1 del circuito precedente), e precisamente C2, provvede a filtrare la corrente pulsante di mantenimento dello stato di eccitazione, rettificata per una sola semionda, non appena essa risulta applicata ai capi dell'avvolgimento di eccitazione del relé. La resistenza R1 agisce da limitatrice dell'intensità della corrente, ed impedisce quindi che i contatti del commutatore subiscano fenomeni di ossidazione o di perlinatura, fenomeni che potrebbero verificarsi ogni qualvolta uno dei pulsanti viene premuto, provocando il collegamento in parallelo tra C1 e C2.

Con questo secondo circuito, impiegando per TR un transistore del tipo precedentemente citato (2N3394), e adottando una tensione alternata di alimentazione di 12 V, i valori tipici dei componenti sono i seguenti:

R1 = 22 Ω - 0,5 W
R2 = 470 Ω - 0,5 W
R3 = 47.000 Ω - 0,5 W
R4 = 470 Ω - 0,5 W
C1 = 350 μF - 15 V
C2 = 30 μF - 15 V
RE = Relé da 12 V - 120 Ω.

Il diodo D1 può essere di qualsiasi tipo per impieghi generali, sebbene possa presentarsi la necessità di provarne vari tipi, fino a trovare quell'elemento la cui resistenza tipica di conduzione sia più conforme alle esigenze di funzionamento del circuito. Le caratteristiche di D2 dipendono invece dall'intensità della corrente che passa attraverso il carico, ed altrettanto dicasi nei confronti della capacità C3, illustrata in tratteggio in quanto la sua presenza non è assolutamente indispensabile. La sua necessità ed il suo valore dipendono infatti dalle caratteristiche del carico applicato all'uscita del circuito di comando.

Fig. 2 - In questo secondo circuito, risultano combinate lungo una stessa linea le commutazioni di accensione e di controllo. La resistenza R1 ha il compito di evitare fenomeni di ossidazione e di perlinatura nei contatti dei pulsanti.

CIRCUITI DI COMMUTAZIONE CON CONTROLLO A DISTANZA

La sensibilità del circuito di controllo, nei confronti di un comando proveniente da una certa distanza, può essere ottenuta impiegando commutatori a due vie, oppure impiegando commutatori separati in corrispondenza di ciascuna posizione di controllo. Tramite i suddetti commutatori, risulta in tal modo sempre possibile inserire l'alimentazione, o escluderla.

Questo tipo di comando a distanza, impiegante una semplice linea bipolare, è possibile soltanto nel funzionamento in corrente alternata, in quanto vengono usati dei diodi per polarizzare in modo selettivo il circuito di controllo, e per fornire il segnale di comando propriamente detto. Naturalmente, i commutatori usati devono essere del tipo a **ritorno automatico,** e — dal momento che i diodi in contatto con essi risultano inseriti nel circuito soltanto momentaneamente — essi possono essere praticamente di qualsiasi tipo e dimensione, vale a dire possono essere al selenio, al silicio, al germanio, ecc.

Nel circuito di cui alla **figura 3,** i diodi D1 e D2 vengono sistemati in ciascun commutatore di controllo a distanza. Essi polarizzano il circuito di controllo in una determinata direzione, per eccitare il relé e per inserire la tensione di alimentazione, oppure in direzione opposta, per diseccitare il relé, e per disinserire la tensione di alimentazione.

In questo caso specifico, il relé eccita contemporaneamente due deviatori, di cui quello superiore serve per il comando del circuito da controllare, mentre quello inferiore agisce esclusivamente nei confronti della tensione che alimenta il circuito, proveniente dalla tensione di rete tramite un trasformatore che ne riduce il valore a 24 V.

Entrambi i deviatori sono del tipo normalmente chiuso in posizione C, e si aprono quando invece — a seguito dell'eccitazione del relé — passano in posizione A.

Considerando ora il deviatore inferiore, tra i due azionati dal relé, quando esso si trova nella posizione illustrata (C) il relé risulta eccitato ad opera della corrente erogata dal trasformatore, che passa attraverso il commutatore, i diodi D1 e D3, la bobina di eccitazione, il diodo D6, ed il contatto normalmente chiuso dello stesso relé.

Il terminale inferiore della bobina di eccitazione può però far capo alla tensione di 24 V, anche attraverso il contatto normalmente aperto (A) del deviatore inferiore, quando il relé si eccita.

I deviatori I1 ed I2, rappresentano i comandi a distanza propriamente detti: se uno di essi viene azionato in modo tale da inserire la posizione contrassegnata « NO », nello schema di figura 3, viene inviato un impulso attraverso il circuito di

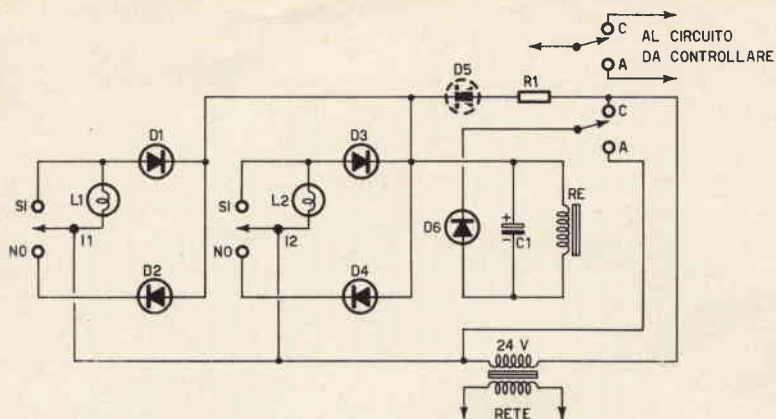



Fig. 3 - In questo caso, si sfrutta l'influenza di una corrente polarizzata per eccitare il relé, e per inserire l'alimentazione. La commutazione del circuito da controllare avviene quindi contemporaneamente alla commutazione della tensione di alimentazione del dispositivo.

controllo, che risulta di polarità opposta rispetto al segnale proveniente dal circuito di eccitazione del relé. Ciò ne provoca l'immediata diseccitazione, il che determina — come effetto secondario — l'esclusione della tensione di alimentazione. La capacità C1 filtra la corrente pulsante non appena questa viene applicata ai capi della bobina di eccitazione.

Con il relé in tale stato, se uno dei deviatori di comando a distanza viene portato sulla posizione « NO », i diodi D2 e D6 vengono a trovarsi in opposizione tra loro, il che blocca il flusso di corrente, impedendo in tal modo che il relé si ecciti.

Le lampade L1 ed L2 non sono altro che spie, che denunciano le condizioni in cui il circuito si trova in corrispondenza della posizione di comando. Esse però non sono del tutto indispensabili, e possono essere eliminate se la loro presenza non è desiderata.

Per un corretto funzionamento, i diodi facenti parte di questo circuito devono essere dimensionati esclusivamente in funzione dell'intensità delle correnti in gioco, mentre i tre componenti principali devono presentare le seguenti caratteristiche:

R1 = 330 Ω - 2 W
C1 = 25 μF - 20 V
RE = Relé da 24 V - 470 Ω.

Il diodo D5, tratteggiato in quanto anch'esso non è indispensabile, viene impiegato esclusivamente nell'eventualità che vengano aggiunte le lampade L1 ed L2, per ottenere un controllo ottico. Ciascuna delle due lampade si accenderà soltanto se il relé non viene eccitato, in quanto si ottiene attraverso ciascuna lampada, i diodi D1 e D2, la bobina di eccitazione del relé ed il diodo D6, il passaggio di una debole intensità di corrente. In tal caso, se il diodo D5 non fosse presente nel circuito, le lampade spia risulterebbero accese in continuità.

Quando il relé è in stato di eccitazione, i diodi D1, D3 e D5 risultano collegati con senso di conduzione opposto, ed impediscono pertanto il passaggio di qualsiasi corrente attraverso le due lampade. Naturalmente, è necessario che l'eventuale corrente di accensione di L1 ed L2 sia della minore entità possibile, in quanto deve essere inferiore a quella necessaria per ottenere l'eccitazione del relé.

Affinché ciascuna lampada spia denoti il fatto che l'alimentazione è inserita, sarebbe necessario impiegare la coppia di contatti normalmente chiusi dell'alimentazione, visibili nel circuito di figura 3. Questo tipo di funzionamento non è però sempre auspicabile, in quanto — in molti casi — se venisse meno la tensione alternata di rete, o se il relativo circuito venisse improvvisamente interrotto per qualsiasi motivo, il relé passerebbe automaticamente allo stato di diseccitazione, ed inserirebbe senza alcun comando la tensione di alimentazione.

Con l'ultimo circuito, illustrato alla **figura 4**, si ottiene invece un'indicazione luminosa assai efficace della condizione di funzionamento del circuito di alimentazione, impiegando un relé provvisto di tre deviatori anziché di due.

Ciò premesso, quando il relé è diseccitato, i diodi D2, D4 e D5 bloccano la corrente che determina l'accensione delle lampade. Quando uno dei suddetti com-

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO
Via Moscova, 40/7 - Tel. 667.326 - 650.884

ROMA
Via Saluzzo, 49 - Tel. 727.663

VOLTMETRO ELETTRONICO mod. VE. 369

È il risultato di nuove tecniche di progetto e di realizzazione, rispondenti alle attuali esigenze di servizio, di produzione e di studio nel campo elettronico in genere con particolare riferimento al settore TV. Impiega una coppia di FET rigorosamente selezionata su diversi parametri e largamente protetta contro i sovraccarichi. L'alimentazione, fornita da due pile normali da 4,5 V entrocontenute aventi una lunga autonomia, svincola lo strumento dalla rete e consente misure anche di tensioni fluttuanti o su telai TV con rete a massa.

Visitateci!
Salone Componenti Elettronici
Stand n° 58

VOLTMETRO DC

Campo di misura:	da 0,5 V a 1.500 V f.s. in 8 portate
Con puntale EAT:	30 kV (max 50 kV)
Resistenza d'ingresso:	11 MΩ
Precisione taratura:	migliore del 3%

VOLTMETRO AC

Campo di misura Veff:	da 1,5 V a 1.500 V f.s. in 7 portate
Campo di misura Vp-p:	da 14 V a 4.200 V f.s. in 7 portate
Impedenza d'ingresso:	1 MΩ circa con 90 pF cavo
Responso in frequenza con probe:	da 50 kHz a 250 MHz

OHMMETRO

Gamma di misura:	da 0,2 Ω a 1.000 MΩ in 7 portate

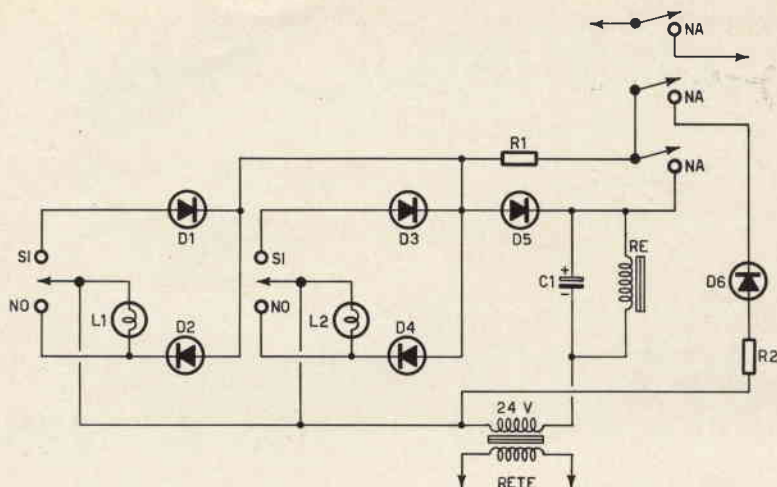



Fig. 4 - Quest'ultimo circuito viene usato per ottenere una efficace indicazione visiva del fatto che l'alimentazione sia inserita o disinserita, tramite lampade spia. Quando il dispositivo è disattivato, i diodi D2, D4 e D5 impediscono il passaggio della corrente che provoca l'accensione delle lampade.

mutatori viene portato in posizione « SI » si ottiene il passaggio di una corrente continua pulsante attraverso D1 o D3, D5 e la bobina di eccitazione del relé. Il circuito di quest'ultima passa però anche attraverso le sue due coppie di contatti inferiori (ossia attraverso la più bassa e quella centrale) nonché attraverso il diodo D6 e la resistenza R1. Contemporaneamente, il diodo D5 viene a trovarsi in parallelo alla resistenza R1 ed al commutatore centrale, il che permette il passaggio della corrente di accensione della lampada in senso inverso attraverso la bobina del relé, la stessa resistenza R1, i diodi D2 e D4, e le lampade L1 ed L2.

La corrente diretta che scorre attraverso la bobina del relé è abbastanza più intensa della corrente inversa che scorre attraverso la lampada, per mantenere il relé in uno dei suoi due possibili stati. Inoltre, a causa della corrente inversa che scorre attraverso la lampada, la capacità C1 deve essere di valore leggermente maggiore che non nel caso precedentemente considerato, e ciò per mantenere il relé in stato di eccitazione.

Se uno qualsiasi dei due commutatori di comando viene portato in posizione « NO », la lampada corrispondente viene cortocircuitata, ed inoltre viene applicato al relé un impulso di polarità opposta. Questo impulso ne determina la diseccitazione, ed immediatamente elimina il collegamento in parallelo tra la resistenza R1 ed il diodo D5. Mantenendo chiuso il commutatore di comando, il diodo D5 blocca quindi il passaggio di qualsiasi ulteriore corrente.

I relé a tre vie del tipo normalmente aperto non sono facilmente reperibili in commercio, per cui è possibile usare in sostituzione un normale relé provvisto di tre deviatori del tipo adatto ad impieghi generali, a patto che la bobina di eccitazione relativa sia adatta ad una tensione di alimentazione di 24 V. Il valore di R1 deve essere pari a 220 Ω - 0,5 W, mentre la resistenza tipica del relé deve essere di 470 Ω.

Per quanto riguarda la capacità C1, il suo valore tipico è di 50 μF, e le sue caratteristiche devono corrispondere ad una tensione di lavoro dell'ordine di 24 V.

Il circuito di figura 4, come pure quello di figura 3, sono stati dimensionati prevedendo l'impiego di lampade spia del tipo identificato dal numero 1819 del codice americano. Nell'eventualità che i punti di comando siano più di due, e che quindi si faccia uso di un maggior numero delle suddette lampade, il valore di R1 deve essere ridotto opportunamente, in modo da mantenere inalterate le condizioni di eccitazione del relé.

Quest'ultimo circuito — per concludere — si presta assai bene per l'impiego con i relé del tipo con commutatori a lamine, in quanto — di solito — essi sono appunto del tipo normalmente aperto.

I quattro circuiti illustrati si prestano quindi tutti al comando di relé nelle diverse condizioni di impiego, ed il loro principio di funzionamento può perciò essere sfruttato vantaggiosamente per ottenere un funzionamento efficace, indipendentemente dalla maggiore o minore complessità dell'applicazione.

Nelle prime due parti di questa serie di articoli abbiamo accennato prima al principio di funzionamento del sistema di compensazione PAL e successivamente ci siamo soffermati sulla linea di ritardo ad ultrasuoni spiegandone il funzionamento e l'impiego. In questa terza parte concludiamo l'argomento, mettendo in evidenza i notevoli vantaggi agli effetti di una fedele riproduzione del colore, offerti dal sistema di compensazione PAL.

IL SISTEMA DI COMPENSAZIONE PAL ELIMINA ANCHE GLI ERRRORI DI QUADRATURA

terza parte di L. Cascianini

Abbiamo visto in precedenza che la trasformazione degli errori di fase (a cui può andare incontro il segnale di crominanza lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore) in corrispondenti errori di saturazione, molto meno disturbanti, è resa possibile dall'inversione di polarità (variazione di 180°), a cui è assoggettato, ogni seconda riga al trasmettitore, l'asse di modulazione del segnale V. Difatti, **nella riga NTSC,** si modula con un segnale differenza di colore + V_V mentre **nella riga PAL** si modula con un segnale differenza di colore di polarità opposta, e cioè con il segnale — V_V.

Per effettuare questo cambiamento di polarità possono essere usati **al trasmettitore** i tre sistemi indicati in fig. 9 mediante uno schema a blocchi. Questi stessi tre sistemi possono naturalmente essere impiegati **nel ricevitore** per togliere alla componente V_V il cambiamento di polarità da riga a riga effettuata al trasmettitore. In fig. 9, in alto, è indicata una sola sezione del modulatore in controfase impiegato al trasmettitore per effettuare la modulazione in quadratura del segnale di crominanza. Si ricorderà come a questo modulatore in controfase viene applicata una componente della portante del colore con fase cos ωt. Questa componente viene modulata **in ampiezza** dal segnale differenza di colore « ridotto » V_V, mentre all'uscita di questa sezione del modulatore si ottiene **il prodotto di modulazione** V_{FV} anch'esso con angolo di fase in cos ωt. All'uscita di questo particolare modulatore abbiamo, come è noto, soltanto **le bande laterali** di questo processo di modulazione di ampiezza in quanto la caratteristica del modulatore in controfase **doppio** è quella di **sopprimere** la portante. Ciò premesso, è evidente che se in qualsiasi momento viene cambiata la polarità del segnale modulante V_V, e cioè da + V_V si modula con — V_V, anche il prodotto di

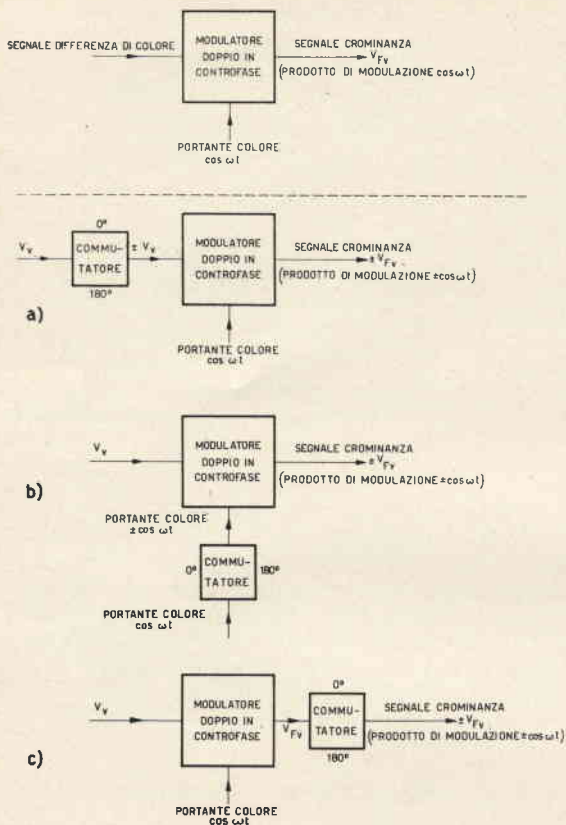



Fig. 9 - I tre possibili sistemi che possono essere impiegati al trasmettitore per invertire la polarità della componente di modulazione V_V.

modulazione all'uscita del modulatore cambierà di polarità, e cioè, sarà con fase — cos ωt. Ne consegue che il cambiamento di polarità del segnale modulante V_V porta automaticamente ad un cambiamento di polarità di una delle componenti che costituiscono il segnale di crominanza, e precisamente della componente V_{FV}.

A questo risultato si può anche pervenire cambiando di polarità (0° - 180°) alla componente della portante del colore in cos ωt, applicata al demodulatore. Difatti, una oscillazione **positiva** di questa componente dà un prodotto di modulazione **positivo** mentre una oscillazione **negativa** della medesima dà un prodotto di modulazione **negativo.** Infine, è possibile cambiare di polarità, a frequenza di riga, la componente stessa V_{FV} del segnale di crominanza effettuando la commutazione su questa componente **all'uscita** del modulatore in quadratura.

Come si vede, con questi tre sistemi si raggiunge sempre lo stesso risultato, e cioè, **quello di invertire di riga in riga la polarità della componente del segnale di crominanza modulata dal segnale differenza di colore V.** Di questi tre sistemi di modulazione, in pratica, si sceglie quello più semplice, e quello che permette di avere un funzionamento più sicuro. Attualmente, in tutti i trasmettitori PAL viene adottato il secondo sistema, cioè quello che prevede l'inversione di polarità di riga in riga della componente della portante del colore con fase cos ωt.

Sistemi per togliere la commutazione PAL in ricezione

Abbiamo visto che per effettuare la compensazione PAL è necessario **in ricezione** che alla componente V_{FV} del segnale di crominanza della riga PAL venga **tolta** quella commutazione che in trasmissione abbiamo introdotto con i tre sistemi in precedenza descritti. È evidente che in ricezione, per cambiare la polarità della componente V_{FV} del segnale di crominanza della riga PAL, e cioè, passare da $-V_{FV}$ a $+V_{FV}$ si possono usare i tre sistemi già usati al trasmettitore. Come indicato in fig. 10 è possibile effettuare il cambiamento di polarità del segnale differenza di colore V_V all'uscita del demodulatore sincrono oppure è possibile pervenire allo stesso risultato introducendo questa commutazione a frequenza di riga sulla componente della portante del colore ripristinata in ricezione e applicata al demodulatore sincrono medesimo. Infine, è possibile avere all'uscita del rivelatore sincrono la componente V_V **di segno positivo anche nella riga PAL** invertendo di polarità, ogni seconda riga, la componente medesima V_{FV} del segnale di crominanza presente all'uscita del circuito della linea di ritardo.

Come si vede, tutti e tre questi sistemi annullano, il cambiamento di polarità (effettuato al trasmettitore per la riga PAL) del segnale differenza di colore V_V. Anche in questo caso, la scelta di un sistema piuttosto che un altro dipende dalla maggiore o minore semplicità di realizzazio-

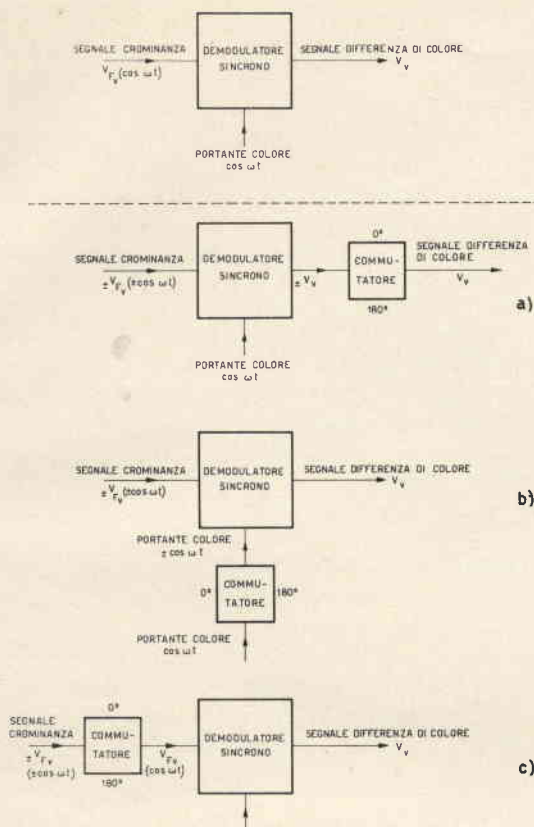



Fig. 10 - I tre sistemi possibili per annullare in ricezione la commutazione della componente V_V effettuata in trasmissione.

ne e sicurezza di funzionamento caratteristico di ciascuno di questi circuiti.

In pratica, viene impiegata o l'inversione di polarità della componente applicata al demodulatore sincrono con fase cos ωt oppure l'inversione della polarità della componente del segnale di crominanza V_{FV} presente all'uscita del circuito della linea di ritardo.

Compensazione PAL e saturazione

Illustreremo ora con un esempio pratico il meccanismo in base al quale negli **stadi sommatori** del circuito della linea di ritardo e nei successivi demodulatori sincroni, un eventuale errore di fase del segnale di crominanza possa essere trasformato in un corrispondente errore di saturazione.

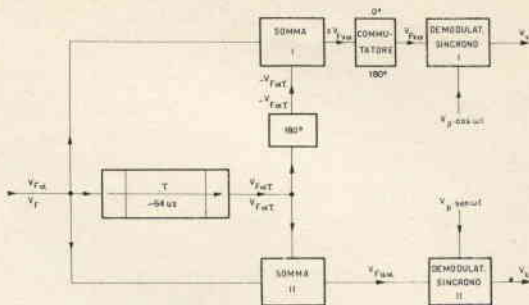



Fig. 11 - Schema a blocchi del circuito della linea di ritardo per l'effettuazione della media elettrica dei segnali di crominanza di due righe successive nel tempo.

In fig. 11 sono riportate con uno schema a blocchi tutte le operazioni che devono essere effettuate per potere effettuare la compensazione PAL sopra descritta. Difatti, oltre alla linea di ritardo e ai due stadi sommatori e lo stadio sfasatore sono presenti i due demodulatori sincroni ed è il commutatore che provvede ad annullare l'inversione di polarità della componente V_{FV} del segnale di crominanza.

Un eventuale errore di fase α influisce nella stessa misura sia sul segnale di crominanza della riga NTSC, e cioè, su V_F sia sul segnale di crominanza della riga PAL e cioè su V'_F (fig. 12). Negli stadi sommatori del circuito della linea di ritardo (fig. 11) verranno pertanto som-

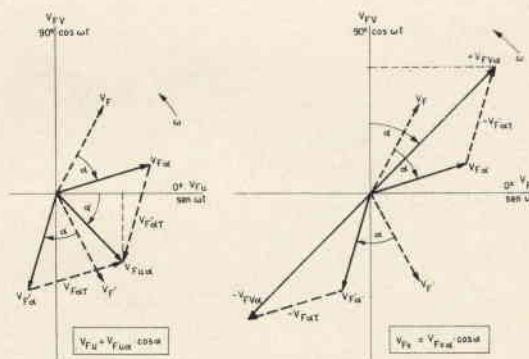



Fig. 12 - Dimostrazione vettoriale di ciò che avviene nei due stadi sommatori nel caso in cui il segnale di crominanza sia affetto da un errore di fase α.

mati i segnali di crominanza con errore di fase $V_{F\alpha}$ della riga NTSC, e $V'_{F\alpha}$ della riga PAL.

Abbiamo visto che facendo queste due somme, otteniamo all'uscita di uno stadio la componente V_{FU} del segnale di crominanza e all'uscita dell'altro stadio la componente $\pm V_{FV}$ del segnale di crominanza medesimo. Questo si verifica naturalmente quando i segnali di crominanza delle due righe non sono affetti da errori di fase; in questo caso infatti, queste due componenti coincidono con i due rispettivi assi di demodulazione dei demodulatori sincroni. Nel nostro caso ciò non si verifica in quanto queste stesse componenti, rispettivamente $V_{FU\alpha}$ e $\pm V_{FV\alpha}$ (figura 12) fanno con i rispettivi assi di demodulazione un angolo α che corrisponde appunto all'errore di fase del segnale di crominanza. Pertanto, siccome le componenti $V_{FU\alpha}$ e $\pm V_{FV\alpha}$ non sono più in fase con i rispettivi assi di demodulazione, all'uscita dei rispettivi demodulatori sincroni avremo segnali di ampiezza **ridotta.** In particolare, la riduzione di ampiezza del segnale differenza di colore all'uscita del rispettivo demodulatore sincrono dipenderà dall'entità del valore dell'errore di fase α, ed esattamente sarà direttamente proporzionale a cos α (fig. 12).

Volendo compensare anche questo errore di saturazione bisognerebbe che gli assi di demodulazione dei due demodulatori sincroni potessero variare al variare dell'errore di fase del segnale di crominanza. Con riferimento alla fig. 12 bisognerebbe in pratica che il demodulatore sincrono del segnale U demodulasse lungo l'asse $V_{FU\alpha}$, e parimenti il demodulatore del segnale V demodulasse lungo l'asse $V_{FV\alpha}$; solo in questo caso avremmo all'uscita segnali demodulati con la **massima ampiezza.** In linea di principio ciò si potrebbe effettuare ma in questo caso al posto di un oscillatore a quarzo per il rigeneratore della portante del colore nel ricevitore bisognerebbe impiegare un oscillatore comandato.

La complicazione circuitale che ne deriverebbe non è in pratica giustificata per il fatto che gli errori di fase del segnale di crominanza non sono così frequenti in pratica.

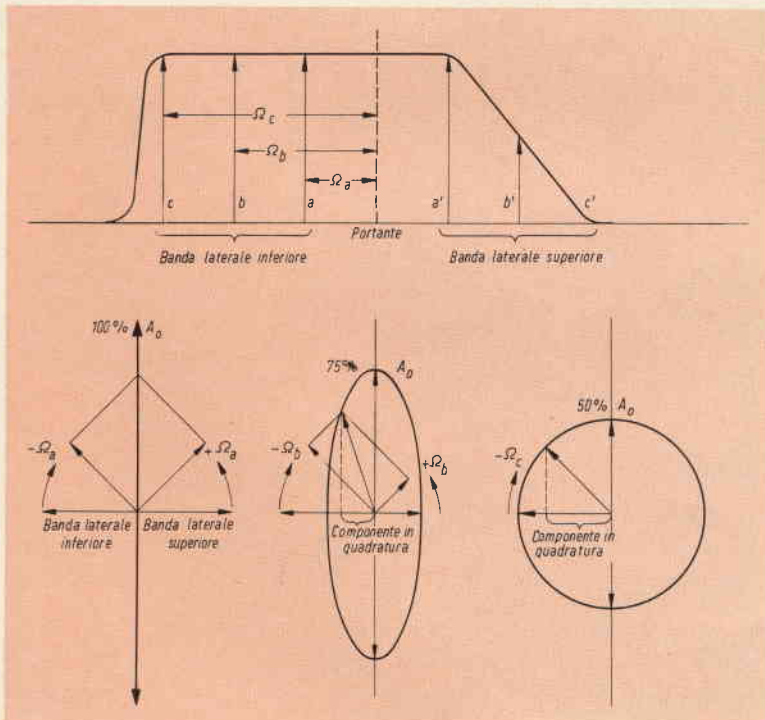



Fig. 13 - Come si forma una componente in quadratura in seguito all'attenuazione di una banda laterale del segnale trasmesso.

voltmetro elettronico R 125

- portatile
- realizzato con FET
- misura della corrente

caratteristiche

Tensioni continue: da 30 mV a 1.000 V in 8 portate, impiegando il puntale AT P 150 il campo può essere esteso fino a 30 kV.
Precisione: ± 3% f.s.; ± 10% con puntale AT P 150.
Impedenza di ingresso: 11 MΩ costante per tutte le 8 portate; 1.100 MΩ con puntale AT P 150.
Tensioni alternate: da 50 mV a 1.000 V in 8 portate.
Precisione: ± 5% per portate 3 V e superiori; ± 10% per le portate inferiori.
Impedenza di ingresso: 1,5 MΩ nelle portate 0,3 e 1 V, 4 MΩ in tutte le altre portate.
Risposta di frequenza: da 20 Hz a 5 MHz, fino a 200 MHz con sonda RF P 115.
Correnti continue: da 3 nA (3×10^{-9} A) a 3 in nove portate.
Precisione: ± 3% f.s.
Resistenza: da 0,2 Ω a 1.000 MΩ in sette portate.
Precisione: ± 5% della lunghezza della scala.
Livello: da — 20 a + 62 dB (0 dB = 1 mW su 600 Ω).

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - □ Telef.: 9150424/425/426 □

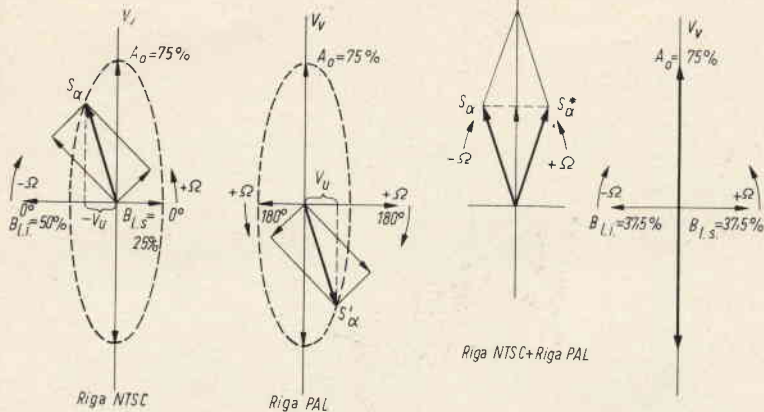



Fig. 14 - Ribaltamento degli errori di quadratura effettuato dal cambiamento di polarità delle bande laterali in seguito alla modulazione PAL.

Compensazione degli errori di quadratura del segnale di crominanza

Gli errori di quadratura si verificano tutte le volte che il segnale di crominanza subisce una amplificazione asimmetrica e cioè, una limitazione di una sua banda laterale.

Anche gli errori di quadratura come gli errori di fase vengono eliminati nel circuito della linea di ritardo. Anche in questo caso si ottiene un segnale di crominanza esente da siffatti errori ma avente un'ampiezza più ridotta.

Gli errori di quadratura dovuti ad una parziale attenuazione di una banda laterale

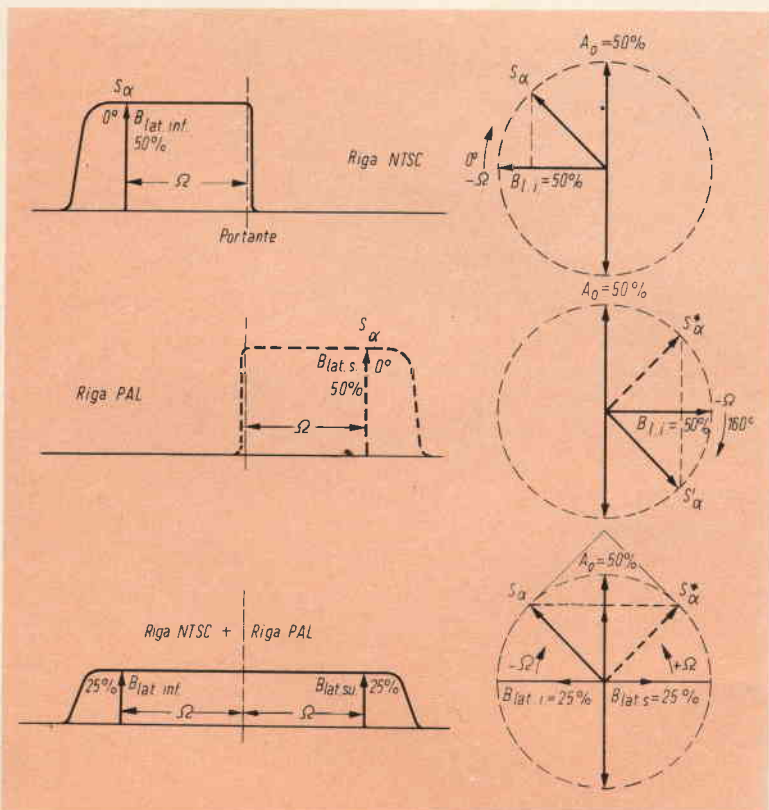



Fig. 15 - La tecnica di ricezione del segnale PAL permette di simulare, in ogni istante, la ricezione di un segnale di crominanza con bande laterali complete ma di ampiezza dimezzata anche nel caso in cui una banda laterale venga parzialmente o completamente soppressa.

Abbiamo scoperto il segreto di una vita piú lunga

Si, ma non è tutto.
Le pile Mallory Duracell non solo durano più a lungo delle pile ordinarie: l'energia che forniscono è costante lungo tutta la durata della loro vita.

E la loro carica resta intatta anche dopo lunghi periodi di non uso, proprio quando le pile ordinarie si esauriscono da sole.

E il loro involucro di acciaio esclude ogni possibilità di corrosione.

E' vero che le pile Mallory Duracell costano di più delle pile normali, ma è anche vero che le loro prestazioni valgono di più.

Mallory Batteries s.r.l. - Via Catone, 3 - 20158 MILANO

MALLORY DURACELL®

del segnale di crominanza influiscono ovviamente sulle frequenze elevate del segnale di crominanza e sono pertanto visibili nei transitori dell'immagine. In fig. 13 in alto, è indicata una tipica curva di risposta asimmetrica. Sono indicate le frequenze di modulazione Ω_a, Ω_b e Ω_c. Come si vede, l'amplificazione avviene in maniera simmetrica e cioè uguale per entrambe le bande laterali solo per i segnali di modulazione con frequenza Ω_a. Al contrario, le bande laterali superiori dei segnali di modulazione Ω_b e Ω_c risultano parzialmente o del tutto attenuate.

In basso, nella stessa figura, è indicata mediante vettori la maniera con cui l'amplificazione asimmetrica delle bande laterali dei tre casi precedenti dia origine agli errori di quadratura. Nel caso del segnale di modulazione Ω_a, essendo i vettori corrispondenti alle due bande laterali superiore e inferiore uguali, la loro risultante viene a trovarsi **sempre in direzione del vettore della portante** e si somma a quest'ultima nella misura di ± 100%.

Viceversa, nel caso del segnale di modulazione con frequenza Ω_b, subendo la sua banda laterale superiore un'amplificazione dimezzata rispetto all'amplificazione della banda laterale inferiore, la somma dei vettori di queste due bande laterali darà per risultante un vettore che non coinciderà più con la direzione del vettore della portante. La scomposizione di questo vettore darà una componente in direzione del vettore della portante ed un'altra componente in **quadratura** (90°) con la suddetta componente. Questa componente in quadratura, demodulata produrrà un vero e proprio errore di colore.

Con riferimento alla fig. 13 si vede che nel caso del segnale di modulazione Ω_b, la componente in direzione del vettore della portante ha un valore del 75% mentre la componente in quadratura corrisponde al 25% dell'ampiezza normale; nel caso del segnale modulante Ω_c, le due componenti in quadratura hanno la stessa ampiezza e corrispondono al 50% della ampiezza normale.

Consideriamo ora (fig. 14) il caso della limitazione della banda superiore del segnale di crominanza con riferimento al circuito della linea di ritardo, e vedremo che, in un determinato istante, per esempio, nella riga NTSC la somma di entrambe le bande laterali corrisponde al vettore S_α, e nella riga PAL al vettore S'_α. Al trasmettitore, il cambiamento di polarità del segnale differenza di colore V_v produce contemporaneamente anche una inversione di fase delle rispettive bande laterali. Nella somma delle bande laterali ciò corrisponde ad una inversione di fase del prodotto di modulazione. Nel circuito della linea di ritardo, la somma dei segnali diretto e ritardato e l'inversione di polarità della componente V_v fa in modo che si ottenga solo la componente V_v, e vengano eliminate le componenti in quadratura. In definitiva quindi anche in questo caso, come nel caso dell'errore di fase del segnale di crominanza, si riottiene il segnale originariamente trasmesso ma con ampiezza più ridotta.

La compensazione della componente in quadratura nel circuito della linea di ritardo si può anche pensare che avvenga in seguito alla presenza di un segnale avente le bande laterali di ampiezza uguale. Nel caso di fig. 14 il valore di questa ampiezza sarebbe:

$$Bl \cdot i = Bl \cdot su = \frac{50\% + 25\%}{2} = 37{,}5\%$$

Questo valore medio delle ampiezze delle bande laterali fa immaginare quale dovrebbe essere la curva caratteristica effettiva del segnale ottenuto. Ciò è indicato nella fig. 15. Come esempio è stato scelto il caso limite in cui il segnale di crominanza venga trasmesso con la banda laterale superiore **completamente soppressa.** Nel ricevitore avremo pertanto la presenza della sola banda inferiore del segnale. Durante la riga PAL, l'inversione di polarità della componente V_v simula la presenza di una banda laterale superiore. La somma delle due curve caratteristiche dà una curva di risposta simmetrica che, a causa dell'effettuato valore medio, risulta ridotta in ampiezza.

Il sistema di modulazione PAL permette quindi di avere, al ricevitore un segnale con le bande laterali complete anche nel caso in cui, in realtà, una di queste venga parzialmente attenuata o soppressa.

(Hartinch-Farbfernseh-technik)

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione		220 Vc.a.
Tensioni e correnti di uscita		
	6 Vc.c.	250 mA
	7,5 Vc.c.	200 mA
	9 Vc.c.	170 mA
	12 Vc.c.	100 mA

ALIMENTATORE STABILIZZATO

6 - 7,5 - 9 - 12 Vc.c.

Chiunque abbia a che fare con apparecchi transistorizzati funzionanti normalmente mediante delle batterie di pile o accumulatore si può trovare nella necessità di doverli alimentare direttamente dalla rete elettrica.

Ciò si verifica in genere quando si debbano effettuare delle riparazioni dei controlli od altre operazioni di messa a punto che richiedano un periodo di tempo piuttosto lungo ed in modo particolare quando ci si accorga improvvisamente che le batterie sono esaurite e non sia possibile provvedere alla loro immediata sostituzione.

È anche tutt'altro che raro il caso che degli apparecchi a transistori, siano essi amplificatori, ricevitori, registratori o giocattoli telecomandati, debbano funzionare per lunghi periodi di tempo in località dove esiste una presa per la corrente di rete alla quale è possibile collegarli direttamente, risparmiando il consumo delle pile.

L'UK 645 è stato studiato allo scopo di sopperire a tali esigenze e consente di costruire un alimentatore stabilizzato veramente funzionale che sarà senz'altro della massima utilità ai tecnici, ai progettisti, ai radioriparatori ed ai dilettanti, che così di frequente sentono il bisogno di avere a portata di mano un apparecchio di tal genere, adatto a fornire le tensioni usate più comunemente per l'alimentazione degli apparecchi a transistori.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO ELETTRICO

Dallo schema elettrico di figura 1 si può osservare che la tensione di rete, la cui presenza una volta chiuso l'interruttore è segnalata dall'accensione della lampadina « La », è ridotta, tramite il trasformatore di alimentazione « T.A. ».

La rettificazione della corrente alternata in corrente continua viene effettuata mediante il raddrizzatore a ponte BS1 il cui circuito è completato dal condensatore elettrolitico C1 da 1.000 µF, al quale

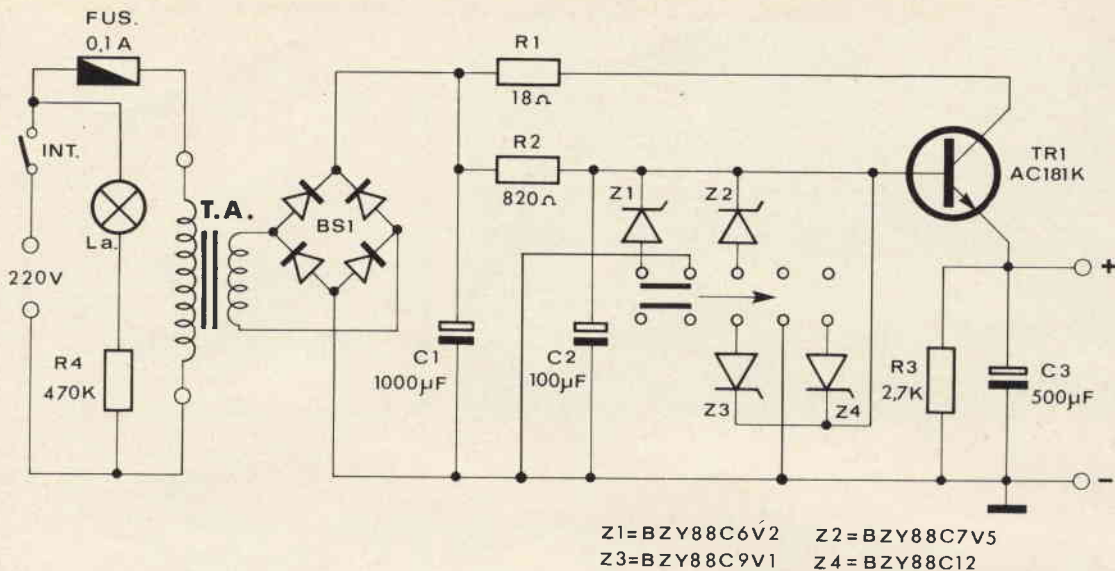



Fig. 1 - Schema elettrico.

è affidato il compito di livellare ulteriormente la tensione ondulatoria che è presente all'uscita del raddrizzatore stesso.

Un sistema di quattro diodi Zener

Z1 = BZY88 C6V2, Z2 = BZY88 C7V5,
Z3 = BZY88 C9V1, Z4 = BZY88 C12,

che possono essere selezionati mediante il commutatore a quattro posizioni, consente di ottenere le tensioni di uscita previste di 6 - 7,5 - 9 - 12 V, che, come abbiamo detto, sono le più comunemente usate per alimentare gli apparecchi a transistori, compresi i registratori a cassetta ed i giocattoli telecomandati.

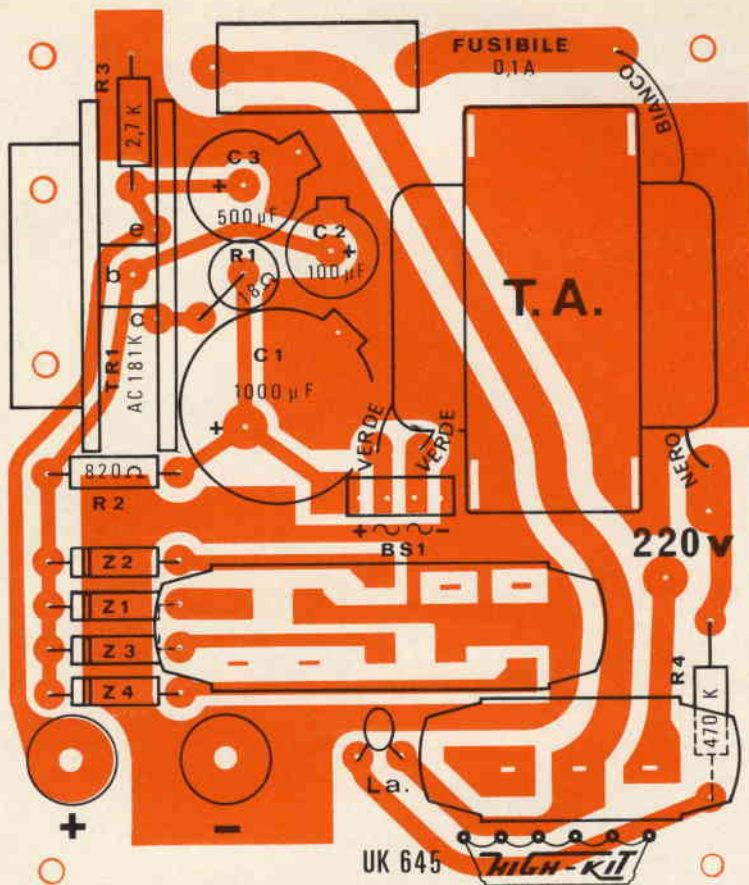
Il transistore di potenza TR1, AC181K, oppure AC187K, unitamente al diodo Zener che è inserito nel circuito, tramite il commutatore, funge da regolatore di tensione.

Infatti il suo potenziale di base è mantenuto rigorosamente costante dal diodo Zener stesso che è collegato tra la base del transistore e la massa, alla quale fa capo la polarità negativa dell'alimentazione. In queste condizioni tutte le variazioni di tensione che si manifestano alla uscita del filtro di livellamento, e che naturalmente sono dovute ad altrettante variazioni della tensione di rete, provocano una certa ondulazione ai capi del resistore R1 e di conseguenza della tensione che esiste fra la base ed il collettore o fra il collettore e l'emettitore. Ciò, in considerazione della proprietà del diodo Zener che assorbe la corrente che risulta eccessiva per il carico, tende a mantenere su un valore costante la tensione di uscita, indipendentemente dalla corrente che attraversa il diodo stesso.

Senza approfondirci in un argomento che esula dagli scopi che ci siamo prefissi nello stilare queste brevi note, dobbiamo precisare che l'associazione di un diodo Zener ad un transistore di potenza, in un circuito del tipo illustrato in figura 1, corrisponde all'equivalente di un diodo Zener a forte dissipazione e pertanto si dimostra più adatta a soddisfare le esigenze che, nel caso in oggetto, consistono nel conseguire la migliore stabilizzazione possibile.

In parallelo al diodo Zener, qualunque esso sia, è collegato il condensatore elettrolitico C2, da 100 μF, il cui compito è di aumentare sensibilmente il grado di stabilizzazione.

Sebbene il sistema di rettificazione adottato costituisca per se stesso un ottimo procedimento di filtraggio, un ulteriore miglioramento, sotto questo punto di vista, si è ottenuto inserendo in parallelo all'uscita un altro condensatore elettrolitico da 500 μF.

Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

Le correnti limite di 250 mA, per la tensione di 6 V, di 200 mA, per la tensione di 7,5 V, di 170 mA, per la tensione di 9 V, e di 100 mA, per la tensione 12 V, sono più che sufficienti per le normali applicazioni dell'alimentatore.

Il fattore di stabilizzazione naturalmente è legato al tipo di Zener impiegato al circuito stesso.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

La fase realizzativa di questo montaggio, a patto che vengano seguite scrupolosamente le indicazioni fornite, è veramente pratica e razionale e al tempo stesso molto semplice.

La sequenza di inserzione dei componenti sulla basetta a circuito stampato è la seguente:

- Montare i resistori R2, R3, R4 ai rispettivi posti indicati in fig. 2.
- Montare il portafusibile.
- Montare i 4 diodi Zener Z1-Z2-Z3-Z4 col loro giusto valore controllandone la polarità con l'ausilio della fig. 3 che indica il lato positivo degli stessi riconoscibile dalla fascetta bianca posta sul diodo e riportata anche sulla serigrafia della piastra C.S. (fig. 2).

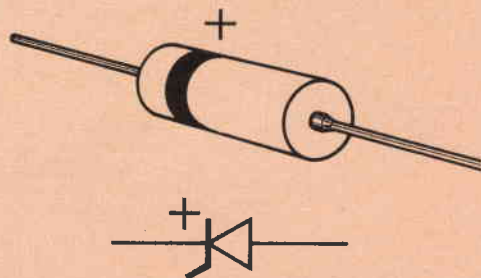
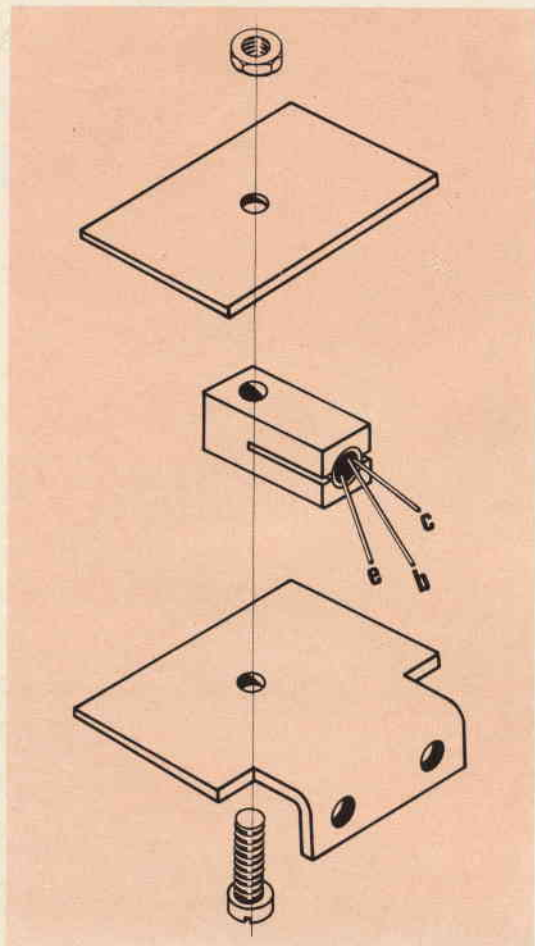



Fig. 3 - Vista figurativa dei diodi zener impiegati. La fascia indica il catodo (+).

Durante la saldatura dei diodi è indispensabile evitare un eccessivo riscaldamento che potrebbe danneggiarli irrimediabilmente.

- Montare il trasformatore TA nella posizione visibile sulla vista serigrafica introducendo le alette del serrapacco nelle apposite cavette; quindi torcere e saldare.
  Prima del montaggio del trasformatore è bene comunque accertarsi quale sia il lato dei terminali dell'avvolgimento primario e quale quello del secondario tenendo presente che per la sezione primaria i colori dei terminali devono essere nero e bianco mentre per la sezione del secondario, entrambi i colori sono verde.
  Per evitare errori « daltonici » allo scopo esiste anche un metodo tanto sicuro quanto semplice e funzionale che consiste nel misurare con un normale tester la resistenza del primario e quella del secondario tenendo presente che la sezione che presenta la maggior resistenza ohmica è certamente quella relativa all'avvolgimento primario.
- Montare il raddrizzatore a ponte BS1 in modo che la stampigliatura + ~ ~ —

Fig. 4 - Montaggio del transistore al dissipatore.

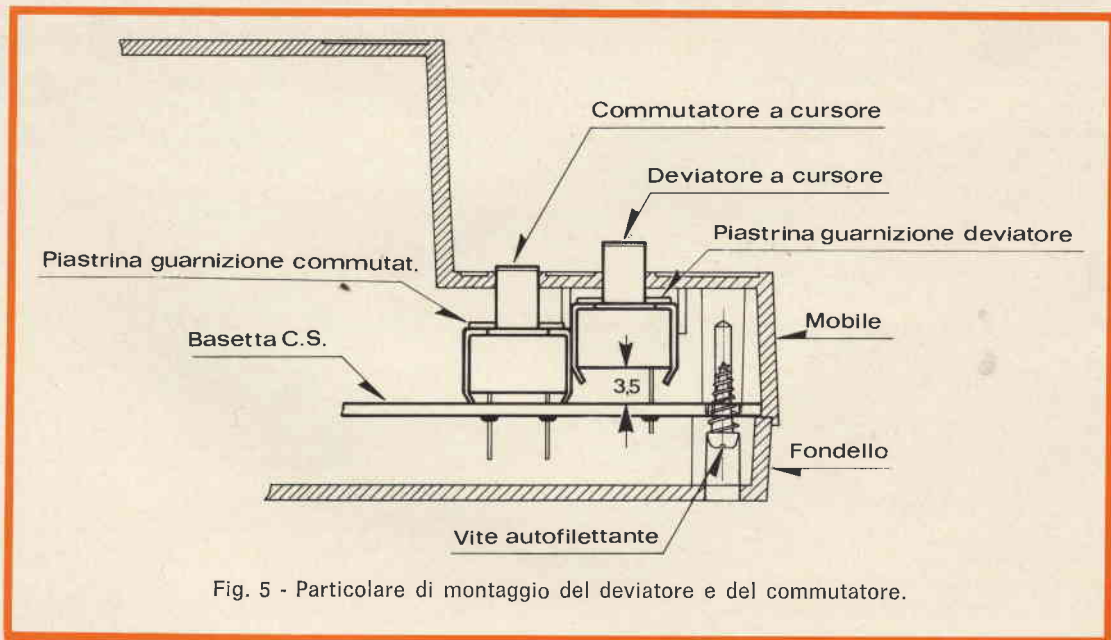



Fig. 5 - Particolare di montaggio del deviatore e del commutatore.

Boccola rossa

Boccola nera

Gemma

Mobile

Lampada La

Fondello

Basetta C.S.

Gommino

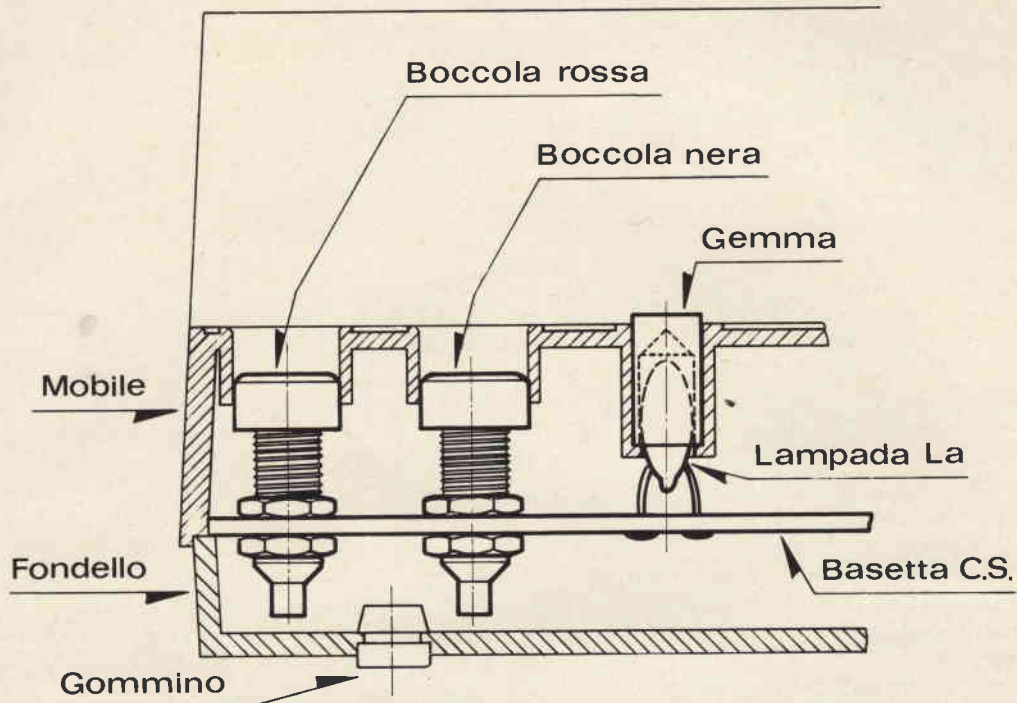



Fig. 6 - Montaggio delle due boccole, della gemma e della lampada.

corrisponda a quella riportata sulla basetta C.S.

- Montare il condensatore C1 da 1.000 μF, quindi il condensatore C2 da 100 μF, controllandone attentamente la polarità. A questo punto inserire il resistore R1 da 18 Ω in verticale e infine montare il condensatore C3 da 500 μF.

Fig. 7 - Aspetto dell'alimentatore a montaggio ultimato.

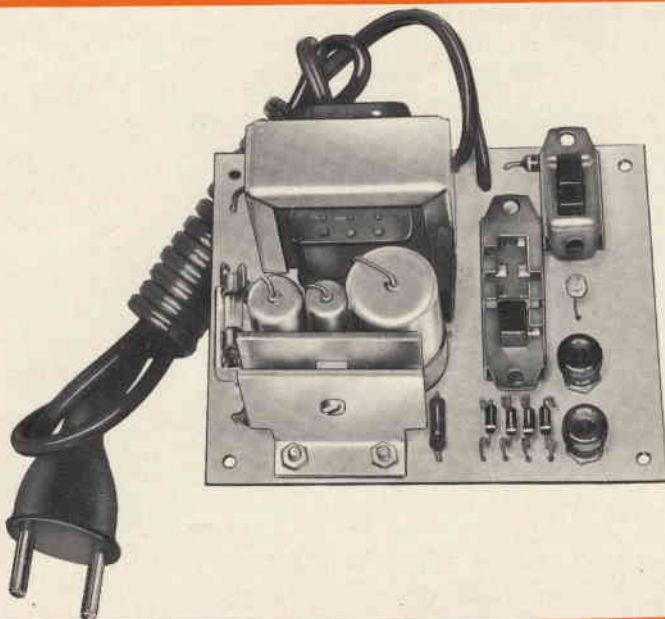
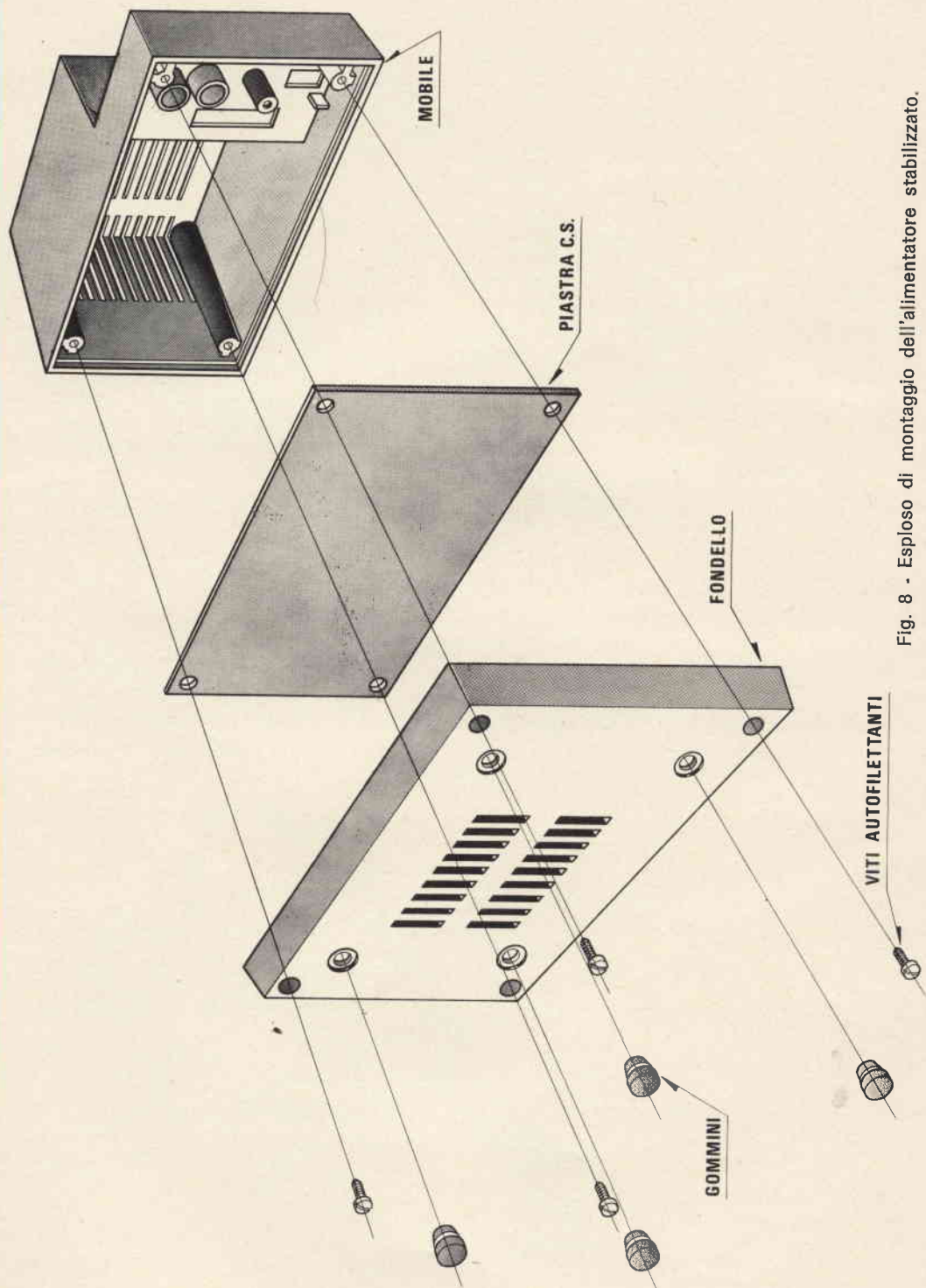



Fig. 8 - Esploso di montaggio dell'alimentatore stabilizzato.

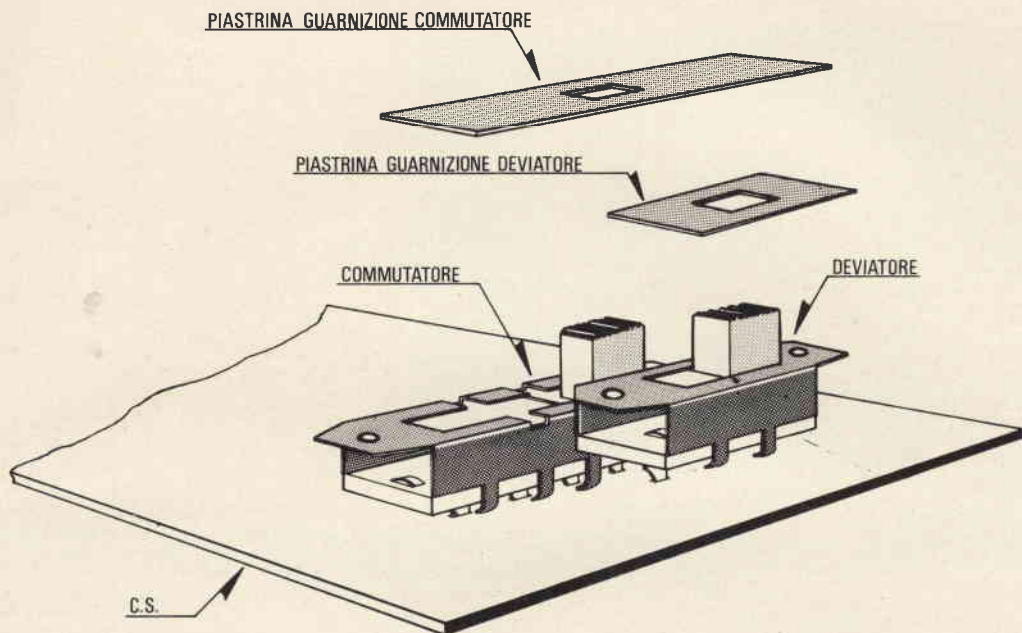



Fig. 9 - Montaggio delle piastrine di guarnizione sopra il commutatore e il deviatore.

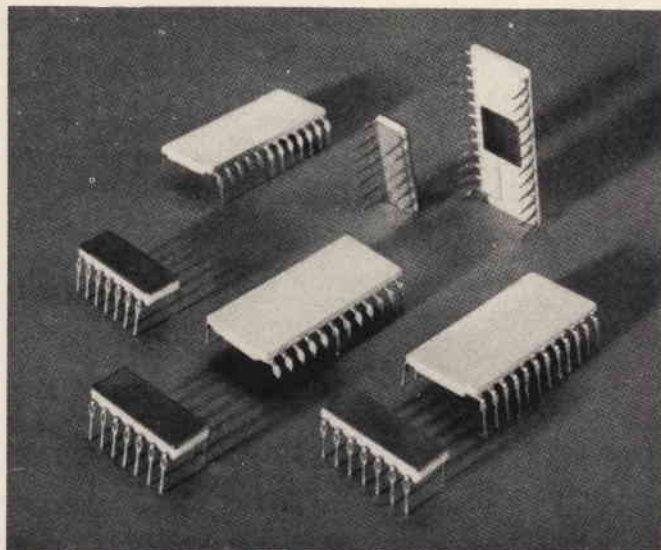
- Montare il transistore TR1 nella sua prima fase come indicato in fig. 4, poi inserire il tutto sulla basetta rispettando la giusta disposizione dei terminali e - b - c, quindi fissare con relative viti da 3 MA x 8.
- Montare il commutatore a cursore aderente alla basetta mentre il deviatore a cursore deve rimanere sollevato dal piano della basetta C.S. come si può vedere dal disegno di fig. 5.
- Per il montaggio delle boccole, della gemma e della lampadina « La » è di valido aiuto la fig. 6.
- Saldare il cordone di alimentazione nei fori adiacenti alla scritta 220 V riportata sia nella fig. 2 che sulla basetta.

Dopo aver eseguito con cura le suddette operazioni, il montaggio deve apparire come illustrato in fig. 7.
Per il montaggio nel mobile è di valido aiuto il disegno in esploso di fig. 8, nel quale è messo in evidenza ogni componente che entra a far parte di questa operazione. La gemma rossa deve essere applicata al mobiletto mediante alcune gocce di colla.
L'aspetto dell'UK 645 a montaggio ultimato è visibile nella figura del titolo.

N.B. - Prima di inserire il circuito stampato nel mobiletto occorre applicare al deviatore e al commutatore l'apposita piastrina guarnizione in prespan nero come si può notare nelle figure 9 e 5.

CHOPPER - regolatori per c.c.

Questi dispositivi si sono molto diffusi, nel campo del controllo delle batterie di veicoli, per la forza dei loro meriti tecnici e per la loro efficienza; inoltre a dispetto del costo generalmente più alto di quello delle apparecchiature tradizionali, si sono perfino sviluppati (ad alti livelli di potenza) nel controllo della tradizione sulle ferrovie elettrificate a corrente continua.

PHILIPS **SEZ. ELCOMA**

SHIFT REGISTERS	: dinamici a 1 e 2 fasi fino a 256 bit
SHIFT REGISTERS	: a lunghezza variabile con comando logico
R.A.M.	: con 64 parole di 2 bit
R.O.M.	: con 256 parolé di 9 bit con 512 parole di 5 bit
GENERATORI DI CARATTERI	: per displays

Se i seguenti vantaggi: **- contenitore ermetico - bassissima dissipazione - diretta collegabilità con DTL, TTL, MOS -** non Vi sembrano sufficienti chiedeteci le quotazioni e non avrete più dubbi per il Vostro prossimo progetto.

PHILIPS s.p.a. - Sezione **ELCOMA** - Reparto Microelettronica - Piazza 4 Novembre 3 - 20124 Milano - Telefono 6994

Abbiamo provato per voi il registratore stereo Sony TC-630

NOTE DI SERVIZIO

In questo articolo esaminiamo una delle più recenti ed interessanti realizzazioni nel campo dei registratori HI-FI: il SONY TC-630.

Questo apparecchio rappresenta uno dei migliori registratori oggi esistenti. Esso consente registrazioni di altissima qualità, tanto da meritarsi l'appellativo di « centro stereofonico », con un insolito grado di praticità e versatilità.

In linea generale si può dire che il Sony TC-630 è un registratore a 4 tracce mono-stereo, 3 velocità (19 cm/s - 9,5 cm/s - 4,8 cm/s) e 3 testine.

Esso comprende un amplificatore che garantisce una elevata potenza d'uscita, un pannello sul quale sono disposti tutti i controlli e due altoparlanti ad elevata resa acustica sistemabili a distanza.

I due strumenti per il controllo del livello di registrazione ed i controlli di guadagno mediante un potenziometro a slitta bastano a mettere in evidenza le praticità di questo registratore.

Ciò premesso, qui di seguito, per dare un'idea la più precisa possibile di questo registratore, illustreremo i risultati ottenuti da una nostra prova di laboratorio.

I dati ricavati da questo nostro « test » sono illustrati nella tabella 1. Durante la prova innanzi tutto abbiamo dovuto constatare che le specifiche fornite dalla Sony, riportate anche in questo articolo, indicavano una risposta di frequenza senza alcun riferimento a tolleranze. Noi riteniamo che simili esposizioni siano completamente prive di valore in quanto fanno pensare che le variazioni non vengono indicate per mascherare notevoli imperfezioni. Questa nostra legittima diffidenza è però presto svanita poiché abbiamo potuto constatare che in riproduzione si ha una attenuazione massima di soli 2 dB a 50 Hz mentre si ha una risposta pressoché perfetta da 250 a 15.000 Hz, dove vi è una attenuazione massima di soli 0,6 dB, in pratica veramente microscopica e impercettibile anche per il più esperto amatore.

L'attenuazione generale misurata con un nastro BASF-LGS35 è risultata molto buona a tutte e tre le velocità, e certamente compresa nei limiti imposti dalle norme internazionali dell'HI-FI.

Il rapporto segnale disturbo e la distorsione indicati dalla Sony sono rispettivamente di 50 dB e di 1,2%.

TABELLA 1 - RISULTATI DELLE PROVE

	Attenuazione dB Riproduzione e Registrazione			Solo Riproduz.	Rapporto segnale/disturbo	Distorsione %	Diafonia dB
Frequenza Hz	19 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s	9,5 cm/s			
40	+ 1,0	— 1,0	— 1,8				
50	0	— 1,0	— 1,6	+ 2,0			
100	— 0,5	— 1,6	— 1,4	+ 1,8			
250	0	— 1,5	— 0,6	0			
500	0	— 0,5	— 0,5	0			
1.000	0	0	0	0			
2.500	+ 0,3	+ 1,0	+ 1,2	+ 0,3	58,5/51,0	3,3/1,3	44
5.000	+ 0,4	+ 1,8	+ 1,6	+ 0,3			
7.500	+ 0,6	+ 1,9	+ 0,5	+ 0,3			
10.000	+ 0,8	+ 2,0	— 3,5	+ 0,4			
12.000	+ 1,3	+ 2,6		+ 0,6			
15.000	+ 1,2	+ 2,4		+ 0,4			
18.000	+ 0,6	— 1,0					
20.000	0						
22.000	— 0,5						
Wow & Flutter	0,10%	0,13%					

Sfortunatamente anche per questi valori la Sony non indica come siano stati ottenuti e ciò impedisce di formarsi una valida idea dei valori stessi, dato che questi parametri dipendono interamente dai sistemi di misura impiegati.

Con le nostre prove di laboratorio, comunque, abbiamo ottenuto due distinti valori.

Usando un segnale a 1.000 Hz abbiamo inizialmente fatto una misura con un livello di registrazione di + 10 dB e abbiamo trovato che, in tali condizioni, il rapporto segnale/disturbo era di — 58,5 dB con una distorsione del 3%.

Se si considera che una percentuale del 3% di distorsione è generalmente accettata come compresa nelle norme HI-FI ci si accorgerà che il rumore è eccezionalmente basso.

Abbiamo quindi rifatto la prova con il livello di registrazione a + 3 dB. Con un segnale inferiore applicato, il rapporto segnale/disturbo doveva necessariamente essere inferiore, e infatti abbiamo constatato che era sceso a — 51 dB con una percentuale di distorsione dell'1,3%.

Questi dati sono per lo più identici a quelli forniti dalla Sony. Impegnando in modo opportuno il TC-630 si può sicuramente superare il massimo di 10 dB sui toni alti senza per altro aumentare la distorsione ad un livello critico mentre, nello stesso tempo, si migliora notevolmente il fattore di rumore.

Questo comunque non vuol dire che riteniamo il rapporto segnale/disturbo di 51 dB inadeguato, anzi significa il contrario. Generalmente si pensa che la distorsione a questo livello di rumore debba essere di circa il 5%. Con il Sony abbiamo ottenuto un buonissimo 1,3%, un dato paragonabile a quello ottenuto con apparecchi altamente professionali e costosissimi.

Riguardo alla stabilità della velocità abbiamo ottenuto un wow e flutter di 0,10% e 0,13% rispettivamente a 19 e 9,5 cm/s, in pratica dei dati pressocché identici a quelli forniti dalla Sony, in quanto una variazione di un centesimo è facilmente dovuta alla tolleranza fra i vari strumenti di misura impiegati.

Il rumore è minimo, tale che il fruscio causato dalla frizione del nastro sulle testine è superiore al rumore provocato dal meccanismo di trascinamento.

Negli apparecchi per registrazione siamo arrivati ad un punto di precisione tale che le misure sono diventate sempre più difficili da eseguire. Possiamo quindi affermare che il TC-630 presenta una velocità molto stabile. L'interferenza tra i canali stereo a 1.000 Hz è di 44 dB, quindi molto

bassa, e grazie a ciò si ottengono ottime separazioni stereo.

Per quanto concerne l'amplificatore abbiamo ricavato che il controllo dei toni bassi varia da + 10 a — 9 dB mentre il controllo degli acuti è di + 12 — 10 dB.

Praticamente si può dire che i controlli per la correzione dei toni sono più che adeguati per le diverse applicazioni.

Il soppressore di rumore consente di ridurre soffi o rumori non voluti provenienti da registrazioni da giradischi.

La potenza d'uscita è di 10 W per canale con un carico di 8 Ω anziché di 15 W per canale come specificato dalla Sony. Ma anche in questo caso bisogna osservare che la Sony non chiarisce con quale metodo di misura si ottiene la potenza da lei fornita.

In termini di potenza musicale la Sony ha probabilmente ragione ma noi crediamo che la potenza debba essere sempre rapportata all'efficienza dell'altoparlante, e 10 W per canale dovrebbero rappresentare il massimo che un utente dovrebbe richiedere per avere un più che adeguato livello di suono in casa.

Se questa potenza di 10 W per canale non dovesse essere raggiunta le cause andrebbero certamente ricercate negli altoparlanti e non negli amplificatori.

Prima di iniziare questo test ci siamo chiesti se il TC-630 si sarebbe rivelato tanto buono quanto sembrava a prima vista: la risposta a questa domanda è senza dubbio un sicuro sì.

Passando all'impiego pratico bisogna ammettere che questo registratore è veramente funzionale. Al riguardo basti considerare i due strumenti indicatori di livello, che come si sa sono tanto più utili quanto più facilmente si possono leggere.

Nel Sony TC-630 essi rispondono pienamente a questo importante requisito in quanto, in rapporto ad altri similari, possono definirsi veramente giganti ed inoltre presentano una illuminazione incorporata che facilita ancora maggiormente la lettura anche a distanza.

Fig. 1 - Registratore stereo Sony TC-630.

Tra gli strumenti si trovano i controlli di guadagno costituiti da due potenziometri che scorrono su una scala numerica. Potendo avere in ogni momento una precisa indicazione dei livelli di registrazione dagli strumenti si acquista senza dubbio fiducia nell'apparecchiatura.

Un paio di tasti colorati in rosso uno per ogni canale controllano la funzione di registrazione. Essi ritornano automaticamente nella posizione di riposo quando sono fuori corsa.

La registrazione di suoni su suoni (sovraincisione) e l'effetto eco sono ambedue possibili grazie a due controlli rotanti, posti sul pannello principale, completi di interruttori, di adeguate dimensioni e molto razionali.

Tipico di questo apparecchio è il contagiri a 4 cifre che normalmente è in posizione disinserita in modo che non vi sia pericolo di averlo inavvertitamente in circuito quando non è richiesto.

Sulla parte amplificatore sono disposti i controlli di toni separati acuti e bassi, il controllo di volume e il controllo di bilanciamento. Una levetta consente il collegamento di altoparlanti supplementari e un selettore permette di scegliere tra il funzionamento stereo o mono parallelamente su ogni canale. Su questo registratore diversamente dai normali che presentano una sola presa per cuffia, ve ne sono due una segnata Monitor l'altra Listen.

Sarebbe un po' difficile pensare alle eventuali migliorie che si potrebbero apportare a questo registratore.

Se a questo punto il lettore comincia a pensare che noi siamo entusiasti del TC-630, egli non si sbaglia — questo è veramente un apparecchio funzionale che offre un buono e prezioso servizio.

Le prese di uscita e d'ingresso sono incassate su di un pannello posto sul fianco sinistro dell'apparecchio.

Un selettore d'ingresso permette di adattare il registratore ai vari ingressi dell'amplificatore di registrazione: fono, sintonizzatore ausiliario e microfono. Il selettore monitore è costituito da due levette, una per ogni canale.

Levette similari azionano i soppressori di rumore.

Tutte queste prese sono normali prese fono tranne le prese degli altoparlanti del coperchio che sono costituite da jack standard.

Inoltre sul pannello vi è una normale presa DIN a 5 poli registrazione/riproduzione unitamente ad una connessione di massa. Un pannello sulla destra comprende le principali prese per il corretto funzionamento; quella di alimentazione con due prese supplementari di uscita per alimentare altri dispositivi, il cambiotensione, il selettore delle principali frequenze delle tensioni di rete (50-60 Hz) e il portafusibile.

Se consideriamo la razionalità di questi dispositivi e l'alta qualità dell'amplificatore audio e del suo preamplificatore possiamo capire chiaramente perché questa apparecchiatura è stata definita « centro stereofonico ».

Ecco quindi un'apparecchiatura che può essere considerata il cuore di un impianto ad alta fedeltà. Tutti gli altri apparecchi possono essere alimentati da questo registratore e la sua potenza di uscita può essere usata per comandare due diffusori.

L'aggiunta di un altro amplificatore non è proprio necessaria.

Come abbiamo già detto il TC-630 è una apparecchiatura sensibilissima. Forse noi siamo un po' prevenuti circa certi tipi di altoparlanti in quanto troppo spesso le buone registrazioni non vengono riprodotte correttamente a causa dell'inadeguatezza degli stessi. Nessuno deve pretendere perciò che il sistema di due altoparlanti posti nei coperchi del TC-630 possa fornire una perfetta fedeltà di suono, anche se bisogna ammettere che la riproduzione così ottenuta è senza dubbio buona e non ci si potrebbe aspettare di meglio.

La potenza d'uscita è comunque tanto elevata da consigliare l'acquisto di due diffusori supplementari e di collegarli alle rispettive prese.

Questa potrebbe essere una spesa aggiuntiva certamente desiderabile per ottenere una riproduzione veramente HI-FI.

Per delle prove noi abbiamo usato il nostro sistema di riprodurre nastri di provata qualità pre-registrati ricavandoli sia in mono che in stereo da nastri campioni incisi a 38 cm/s.

Abbiamo ascoltato la riproduzione attraverso i due altoparlanti forniti dalla Sony

e con due nostri diffusori e, inoltre, abbiamo registrato dei dischi attraverso un giradischi, munito di cartuccia SHURE V15II, collegato direttamente alla presa fono. I risultati ottenuti sono stati eccellenti. Effettuando paragoni tra registrazioni a 19,5 cm/s non abbiamo rilevato alcuna differenza di audizione rispetto alla qualità del suono originale. A 9,5 cm/s abbiamo notato un leggero aumento del fruscio, mentre a 4,8 cm/s la ristretta banda di risposta in frequenza ha messo in evidenza la necessità di impiegare le velocità più alte (19 e 9,5 cm/s) per la registrazione musicale.

Ma il nostro compito è quello di criticare ed anche se in questo caso è molto difficile pensiamo che un punto critico del TC-630 sia quello della bobina di trascinamento. Questa entra in contatto con la testina per mezzo di un meccanismo azionato da una leva. Di conseguenza, non c'è percorso di sicurezza per separare questi due componenti e l'utente deve tenere conto di non lasciare l'apparecchio in funzione per lunghi periodi.

Il risultato di una pressione prolungata della testina sul nastro della bobina di trascinamento dovrebbe produrre una dentellatura che provocherebbe a sua volta un wow sulla registrazione e sulla riproduzione.

Dato che l'apparecchio ha un micro-interruttore automatico di arresto è abbastanza facile per il nastro uscire e perciò fermare automaticamente i motori senza necessità di un'azione manuale. Volendo trovare un altro punto critico possiamo dire che noi non siamo del tutto d'accordo sull'impiego di prese tipo fono poiché esse sono fra le meno efficienti disponibili sul mercato.

Comunque bisogna riconoscere la disponibilità di una presa DIN alternativa e dobbiamo anche ammettere che moltissimi costruttori hanno adottato le prese fono come standard per i loro apparecchi. Probabilmente il fatto che siano molto comuni in America ha influenzato questa scelta da parte della Sony.

Per ultimo vorremmo menzionare il grande coperchio copri testine. Questo può essere facilmente rimosso svitando due sole viti e la rimozione è necessaria (a causa della dimensione) prima che il nastro possa essere inciso.

Questa è una particolarità che contraddistingue gli apparecchi Sony dagli altri apparecchi professionali.

L'immediato accesso alle testine per la registrazione è un requisito professionale che non è totalmente soddisfatto dal TC-630.

Inoltre, anche quando il coperchio della testina viene rimosso, la parte anteriore della testina di riproduzione rimane parzialmente ostruita.

Concludendo possiamo dire che il Sony TC-630 senza dubbio vale ciò che costa soprattutto per chi intende fare il massimo uso delle sue innumerevoli possibilità di impiego.

È adatto per coloro che, appassionati alla registrazione, hanno desiderato più volte sostituire il vecchio complesso monofonico con un complesso stereofonico e sempre sono rimasti delusi dall'alto costo di tutti gli accessori necessari.

Con il TC-630 non è necessario fare spese extra. Nel prezzo sono compresi anche 2 microfoni.

Di linea molto elegante, robusto e praticissimo il TC-630 quando viene usato non crea alcun problema.

Anche l'amatore che ha già un impianto stereo soddisfacente è attratto dal TC-630.

Nel corso di questa nostra esposizione, per esigenze di spazio, ci scusiamo coi lettori se abbiamo solo accennato alla possibilità di ottenere l'effetto eco e la registrazione suono su suono, che insieme consentono registrazioni di elevato valore.

Coloro che come noi hanno spesso occasione di esaminare degli apparecchi al termine dei loro test si chiedono sempre se essi stessi sarebbero contenti di acquistare ed usare l'apparecchio che stanno esaminando.

Ebbene, a questi interrogativi noi possiamo solo rispondere che saremmo più che soddisfatti sia di comperare che di usare il TC-630, e non possiamo esimerci dal dire che esso è uno dei migliori apparecchi che abbiamo avuto occasione di esaminare.

SPECIFICHE DELLA SONY

Alimentazione: 100, 110, 117, 125, 220 o 240 V - 50-60 Hz

Potenza assorbita: 85 W

Semiconduttori impiegati: 40 transistori + 7 diodi

Sistema di registrazione: 4 tracce stereo o mono

Velocità: 4,8-9,5-19 cm/s

Testine: 1 registrazione, 1 cancellazione, 1 riproduzione

Ingressi:
- microfono: 0,2 mV; 250 Ω
- ausiliario: 60 mV; 560 kΩ
- sintonizzatore: 60 mV; 100 kΩ
- fono: 2 mV secondo norme RIAA per cartucce con pick-up magnetico

Uscite:
- linea 0,775 V a 0 VU carico 100 kΩ
- altoparlanti contenuti nel coperchio: impedenza 16 Ω
- altoparlanti esterni: impedenza 8 Ω
- cuffia-monitor: 31 mV - 8 Ω
- cuffia di ascolto: 8 Ω

Risposta di frequenza:
- 30 ÷ 22.000 Hz a 19 cm/s
- 30 ÷ 13.000 Hz a 9,5 cm/s
- 30 ÷ 10.000 Hz a 4,8 cm/s

Wow e flutter: 0,09% a 19 cm/s - 0,12% a 9,5 cm/s - 0,16% a 4,8 cm/s

Rapporto segnale/disturbo: 50 dB

Distorsione armonica: 1,2%

Potenza d'uscita: 20 + 20 W (musicali) 15 + 15 W (nominali) con 8 Ω

Dimensioni totali: 454 x 506 x 294

Peso: kg 20,500

Accessori: 2 microfoni F45

1 nastro registrato, 1 bobina, 1 cavo di connessione RK-74, 1 pulisci testina, 2 contenitori per bobine.

ecco le nuove scatole di montaggio per hobbisti e radioamatori

UK	DESCRIZIONE	IMPIEGO
900	Oscillat. 3 ÷ 20 MHz	Oscil. quarzato campione
905	Oscillat. 20 ÷ 60 MHz	Oscil. quarzato campione
910	Miscel. RF 2,3 ÷ 27 MHz	Miscelat. per convertitori
920	Miscel. RF 12 ÷ 170 MHz	Miscelat. per convertitori
925	Amplificat. 2,3 ÷ 27 MHz	Amplificat. d'antenna
915	Amplificat. 12 ÷ 170 MHz	Amplificat. d'antenna
930	Amplificat. 3 ÷ 30 MHz	Amplificat. di potenza
935	Amplificat. L.B. 20 Hz ÷ 150 MHz	Amplificat. d'antenna o di F.I.

Realizzazioni interessanti:

Generatore Marker:
UK 900

Convertitore per segnali forti: 3 ÷ 20 MHz:
UK 900 + UK 910

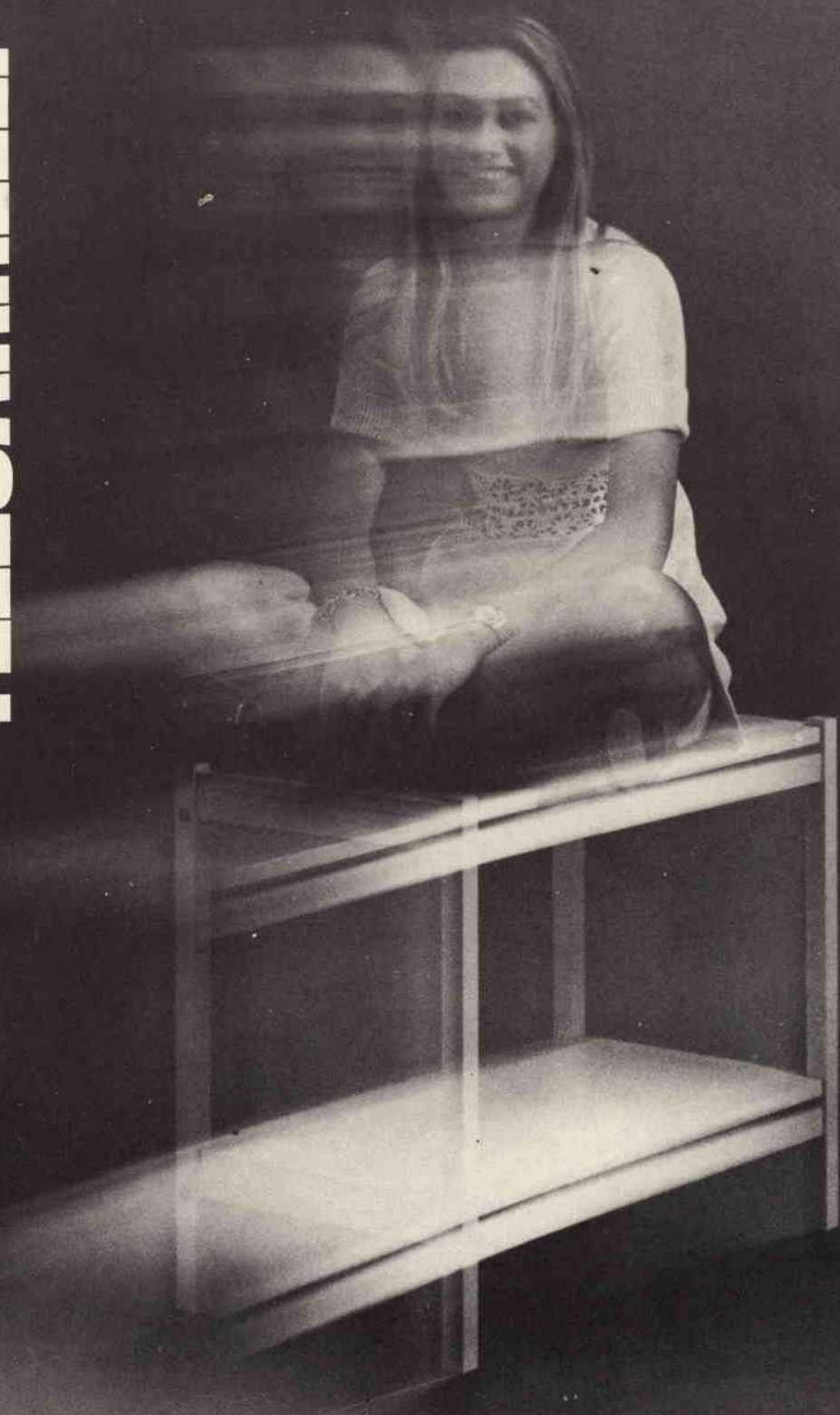
Convertitore per segnali forti. 20 ÷ 180 MHz:
UK 905 + UK 920

Convertitore per segnali deboli 3 ÷ 20 MHz:
UK 925 + UK 910 + UK 900

Convertitore per segnali deboli 20 ÷ 180 MHz:
UK 915 + UK 920 + UK 905

In questa rivista sono presentate le scatole di montaggio:
UK 915 - UK 925 e UK 935.
Nel prossimo numero, a completamento della serie, varranno pubblicate le scatole di montaggio:
UK 900 - UK 905 - UK 910 - UK 920 e UK 930.

CATALOGO

TELECARRELLI

In ogni luogo pubblico o privato — sia quindi una hall d'albergo o un appartamento — il piano d'appoggio del televisore costituisce problema al tempo stesso estetico e funzionale. L'apparecchio, cioè, esige di essere collocato al punto giusto e di fare bella figura. Ma poiché il punto di collocazione è origine di un campo visivo, può richiedere talvolta degli spostamenti in rapporto al modo di disporsi delle persone. Questo particolare aspetto del problema fu risolto dai tavolini forniti di rotelle, per i quali si trovò il bene accetto nome di telecarrelli. Fin qui la parte funzionale; per l'estetica non c'è che da consultare questo catalogo e osservare la varietà dei modelli, i colori, le dimensioni, i materiali dei tipi presentati dalla GBC, opera di esperti designers, e scegliere ciò che meglio si adatta alle esigenze ambientali di ogni teleutente e della comunità in cui vive.

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro lucido
Piano superiore ed inferiore in cristallo
Finiture verniciate oro

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6500-00	**840**	**630**	**330**
ZZ/6502-00	**840**	**720**	**330**
ZZ/6504-00	**970**	**720**	**330**

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro lucido
Piano superiore in cristallo
Piano inferiore con griglia in legno

Finiture in metallo ottonato			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6510-00	**840**	**630**	**330**
ZZ/6512-00	**840**	**720**	**330**
ZZ/6514-00	**970**	**720**	**330**

Finiture in metallo cromato			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6520-00	**840**	**630**	**330**
ZZ/6522-00	**840**	**720**	**330**
ZZ/6524-00	**970**	**720**	**330**

Tavolo TV smontabile in legno
Piano superiore ed inferiore in cristallo
Finiture metalliche cromate

Colore: noce scuro lucido			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6580-00	**750**	**400**	**330**

Colore: arancio lucido			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6582-00	**750**	**400**	**330**

Tavolo TV smontabile in legno
Con traversine superiori regolabili
Griglia inferiore spostabile
Finiture in metallo

Colore: noce scuro opaco			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6540-00	**500**	**740**	**370**
Colore: laccato bianco			
ZZ/6542-00	**500**	**740**	**370**
Colore: laccato arancio			
ZZ/6544-00	**500**	**740**	**370**

Colore: noce scuro opaco			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6546-00	500	740	370
Colore: laccato bianco			
ZZ/6548-00	650	730	380

Tavolo TV smontabile in legno
Piano superiore ed inferiore in legno
Finiture metalliche brunite

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Con piano e griglia in legno
Finiture metalliche brunite

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6530-00	840	720	390

Tavolo TV smontabile in legno
Piano superiore e griglia inferiore di
colore noce scuro lucido
Finiture metalliche ottonate

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6532-00	750	720	390

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Stile Provenzale
Piano superiore ed inferiore in legno
Finiture metalliche brunite

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6550-00	**730**	**750**	**390**
ZZ/6552-00	**830**	**750**	**390**

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6555-00	**730**	**750**	**390**
ZZ/6557-00	**830**	**750**	**390**

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Stile Provenzale
Con cassetto
Piano superiore ed inferiore in legno
Finiture metalliche brunite

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Piano superiore ed inferiore in cristallo
Finiture metalliche brunite

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6560-00	720	740	390

Tavolo mini per TV smontabile
Supporti laterali in legno
Piano superiore ed inferiore
in cristallo
Finiture metalliche cromate

Colore: laccato rosso			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6710-00	560	480	330
Colore: laccato bianco			
ZZ/6710-02	560	480	330
Colore: noce scuro			
ZZ/6710-04	560	480	330
Colore: laccato giallo			
ZZ/6710-06	560	480	330

Tavolo mini per TV smontabile
Supporti laterali in legno
Piano superiore ed inferiore
in cristallo
Finiture metalliche cromate

Colore: laccato rosso			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6720-00	560	680	330
Colore: laccato bianco			
ZZ/6720-02	560	680	330
Colore: noce scuro			
ZZ/6720-04	560	680	330
Colore: laccato giallo			
ZZ/6720-06	560	680	330

Mobile bar porta TV in legno
Colore noce scuro opaco
Di linea moderna con pannelli e ribalta color cenere
Speciali rotelle brunite

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6558-00	730	760	420

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6554-00	**730**	**760**	**420**

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Pannelli laccati color cenere
Speciali rotelle brunite

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Pannelli laccati color cenere
Speciali rotelle brunite

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6553-00	**510**	**760**	**420**

Tavolo TV smontabile in legno
Tipo America
Base di appoggio in legno
Finiture metalliche cromate

N. DI CODICE	ALT. REGOLABILE	LARG.	PROF.
Colore: laccato rosso			
ZZ/6700-00	**585-685-785**	**685**	**340**
Colore: laccato bianco			
ZZ/6700-02	**585-685-785**	**685**	**340**
Colore: noce scuro			
ZZ/6700-04	**585-685-785**	**685**	**340**
Colore: laccato giallo			
ZZ/6700-06	**585-685-785**	**685**	**340**

Tavolo TV smontabile in legno
Piano superiore in cristallo
Particolarmente adatto
per televisori portatili
Finiture in metallo

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
Colore: noce scuro opaco			
ZZ/6570-00	**700**	**370**	**290**
ZZ/6576-00	**700**	**460**	**320**
Colore: laccato bianco			
ZZ/6572-00	**700**	**370**	**290**
ZZ/6577-00	**700**	**460**	**320**
Colore: laccato arancio			
ZZ/6574-00	**700**	**370**	**290**
ZZ/6578-00	**700**	**460**	**320**

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Finiture metalliche brunite
Stile provenzale

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6562-00	**730**	**750**	**390**
ZZ/6564-00	**830**	**750**	**390**

Colore: laccato rosso			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6704-00	**850**	**850**	**400**
Colore: laccato bianco			
ZZ/6704-02	**850**	**850**	**400**
Colore: legno			
ZZ/6704-04	**850**	**850**	**400**
Colore: laccato giallo			
ZZ/6704-06	**850**	**850**	**400**

Tavolo TV
Base di appoggio e piano inferiore
in legno
Tubi di supporto in metallo cromato

Tavolo per TV
Piantane in alluminio satinato
Supporto TV e decorazione colonna in legno di noce

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6706-00	**530**	**570**	**400**
ZZ/6708-00	**695**	**670**	**400**

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6567-00	**760**	**830**	**470**

Tavolo TV smontabile in legno
Colore noce scuro opaco
Con speciali rotelle brunite
Finiture particolarmente curate
Stile provenzale

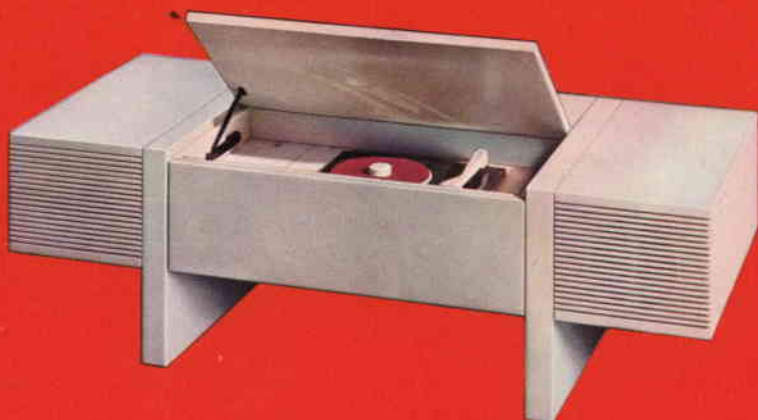
Mobile bar porta TV in legno
Colore noce scuro opaco
Finiture particolarmente curate che conferiscono al mobile un valore estetico pregevole
Stile provenzale

N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/6566-00	**750**	**800**	**390**

Tavolino centro salotto in legno
Per impianto sonoro
Con vano portadischi e cassetti incorporati

Colore: aragosta			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/7000-00	**360**	**980**	**730**
Colore: noce satinato			
ZZ/7010-00	**360**	**980**	**730**

Tavolino centro salotto in legno
Per impianto sonoro
Con possibilità di incorporare uno o due diffusori

Colore: laccato bianco			
N. DI CODICE	ALT.	LARG.	PROF.
ZZ/7050-00	**360**	**1220**	**550**
Colore: noce satinato			
ZZ/7060-00	**360**	**1220**	**550**

IL SELECTA - VISION

NUOVO PROCEDIMENTO PER LA LETTURA DELLE IMMAGINI

NOTE DI SERVIZIO

Sappiamo che la registrazione di immagini televisionate o captate da un apparato elettronico da ripresa può essere effettuata con l'ausilio di registratori video; recentemente però sono stati messi a punto degli altri procedimenti elettronici o fotografici il cui funzionamento è basato sulla utilizzazione di una superficie « fotosensibile »; le immagini vi appaiono sotto una forma visibile, ma diversa da quella delle comuni fotografie.

Queste immagini non vengono registrate sotto l'azione della luce, ma possono venire inscritte mediante un fascio elettronico, con gli elettroni che in qualche modo provvedono a rimpiazzare i fotoni.

In questa categoria di procedimenti, giunti ormai ad una fase di utilizzazione pre-industriale, si può citare l'« Electronic Video Recorder », descritto nel numero 5 - 1970 di questa rivista. È stato poi messo a punto dalla Società Americana RCA (Radio Corporation of America) un altro nuovo procedimento, che si basa su di un principio ancora più originale, sotto la denominazione di « Selecta-Vision ».

PRINCIPIO DEL SELECTA-VISION

Questo procedimento è caratterizzato essenzialmente dall'impiego di un « laser », e per l'adozione, come supporto di suoni ed immagini, di una pellicola plastica di assai basso costo. Il prezzo di fabbrica dei nastri-copia così realizzati viene a risultare sull'ordine di un decimo di quello delle normali pellicole cinematografiche.

Le immagini registrate su questi nastri non subiscono danni per rigature o per gli effetti della polvere; si può far scorrere i nastri a qualsivoglia velocità, a marcia indietro, rallentando il loro movimento od addirittura arrestandolo completamente, per consentire la proiezione immagine per immagine.

L'apparecchio di lettura è collegato ad un televisore, e quest'ultimo svolge il compito di un proiettore di pellicole cinematografiche o di diapositive.

Secondo i suoi inventori, questo procedimento dovrebbe entrare in commercio in un avvenire assai prossimo, giacché essi già prevedono per il 1971 o 1972

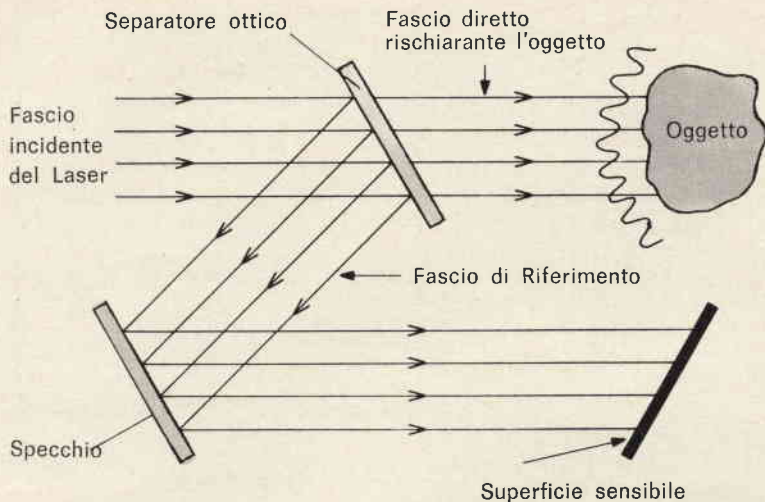



Fig. 1 - Un ologramma viene ottenuto mediante la registrazione di un'onda di riferimento e dell'onda riflessa dall'oggetto da fotografare.

l'edizione di un centinaio di programmi molto vari, di una durata variante fra trenta e sessanta minuti.

L'UTILIZZAZIONE DEGLI OLOGRAMMI

Il procedimento Selecta-Vision non ricorre ad un sistema registratore-riproduttore del genere registratore-video, bensì, come l'EVR (Electronic Video Recorder), ad un dispositivo unicamente « lettore »; d'altra parte, le immagini degli oggetti da filmare non vengono attualmente registrate direttamente. Esse provengono da diapositive, da pellicole cinematografiche o da registrazioni magnetiche.

Il procedimento è fondato essenzialmente sull'impiego della olografia e di trattamenti meccanici rapidi e poco costosi, che valgono ad assicurare la duplicazione di immagini su di una pellicola di supporto in vinile, materia plastica trasparente molto comune, che viene utilizzata, in particolare, per l'imballaggio degli alimenti.

Ci si vale delle proprietà caratteristiche degli « ologrammi », che sono delle registrazioni di immagini molto diverse dalle classiche fotografie. È noto che una metà

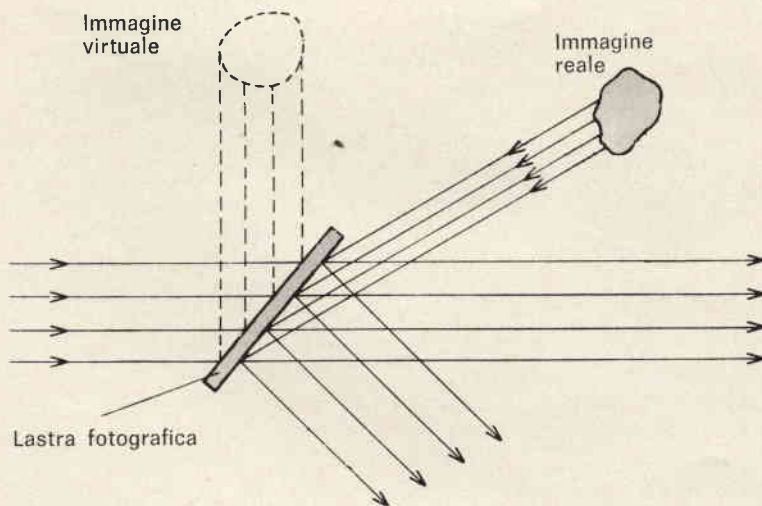



Fig. 2 - L'immagine registrata da un ologramma può essere restituita « illuminando » la lastra con un'onda laser vibrante alla stessa frequenza dell'onda di riferimento utilizzata nella ripresa delle immagini.

di un cliché olografico consente di ottenere un risultato quasi altrettanto buono di quello ottenibile con l'intero cliché.

Ciò spiega il motivo per cui le registrazioni non possono subire sensibili alterazioni né per rigature né per punture, e giustifica l'interesse del loro impiego dal momento in cui si è riusciti a realizzare degli apparecchi che ne consentono una assai semplice utilizzazione.

LE FASI DI REGISTRAZIONI DELLE IMMAGINI

L'olografia rappresenta la chiave di volta del procedimento. Le immagini a colori vengono convertite in ologrammi, a partire dai quali si realizzano dei cliché od « ologrammi-padri » che consentono di riprodurre un gran numero di copie mediante il pressaggio di nastri di vinile. Questi nastri, montati su apposite cartucce, vengono posti in una scatola di lettura collegata al televisore tricromatico. Un laser di bassa potenza ricostituisce gli ologrammi registrati sul nastro di vinile, ed un vidicon sensibile converte le immagini ricostituite in segnali elettrici che vengono trasmessi al televisore. I segnali di crominanza sono separati da quelli di luminanza, e le informazioni di colori vengono codificate prima dell'approntamento degli ologrammi.

Durante la registrazione, il segnale di uscita proveniente da un apparato di ripresa televisiva o da un magnetoscopio viene trasmesso ad un « codificatore » che fornisce, all'uscita:

a) Un segnale di luminanza su di una banda di frequenze che si estende sino a 3 MHz;

b) Un segnale blu modulante, ad una frequenza di 3,5 MHz, una supportatrice la cui larghezza di banda è di 0,5 MHz;

c) Un segnale rosso modulante una supportatrice di 5 MHz, la cui larghezza di banda è anch'essa di 0,5 MHz.

Infine, il segnale verde viene ottenuto sottraendo i segnali blu e rosso dalla luminanza.

I segnali di uscita del codificatore modulano il fascio elettronico di un apparato di registrazione che contiene una bobina di pellicola da 16 mm che reagisce all'azione del flusso elettronico, nello stesso modo con cui una pellicola fotosensibile reagisce all'azione della luce.

La bobina debitrice trascina la pellicola a scatti, e la superficie della pellicola stessa viene colpita dal raggio catodico in modo normale. Dopo di che, la pellicola impressionata viene sviluppata, e si ottiene quello che viene denominato un « cliché-padre codificato » (o cliché-principale).

Ogni registrazione porta indicazioni di luminanza e, nella parte superiore, delle bande verticali aventi ciascuna una larghezza di 25 μm. L'informazione di crominanza è trascritta in codice su queste linee in due file, una per il segnale blu, e l'altra per il segnale rosso. Le prime sono spaziate di 90 μm, e le seconde di 60 μm.

ESECUZIONE DEGLI OLOGRAMMI CON IL PROCEDIMENTO « SELECTA-VISION »

Una volta approntato il primo cliché codificato, occorre realizzare gli ologrammi. Si utilizza a questo fine un nastro, di mm 12,5 di larghezza, di Cronar, materia plastica simile al poliestere Mylar, provvista di uno strato fotoresistente dello spessore di alcuni micrometri. Questa pellicola, montata su delle bobine, viene disposta parallelamente al « film o cliché padre », anche lui montato su delle bobine, debitrice e ricevitrice, che girano in sincronismo. Si giunge così in modo normale alla realizzazione degli ologrammi.

Un fascio di laser a luce coerente viene diviso in due parti: la parte destinata all'obiettivo traversa il « film-padre » ed agisce sulla pellicola provvista di uno strato fotoresistente, mentre l'altra parte (fascio di riferimento) raggiunge direttamente la pellicola vergine senza attraversare il « padre ».

Il laser, il sistema separatore e gli specchi di riflessione sono disposti in modo tale che le due parti del fascio raggiungono nello stesso punto la pellicola di registrazione, avendo percorso la stessa distanza. Ne consegue la formazione di una « immagine olografica ».

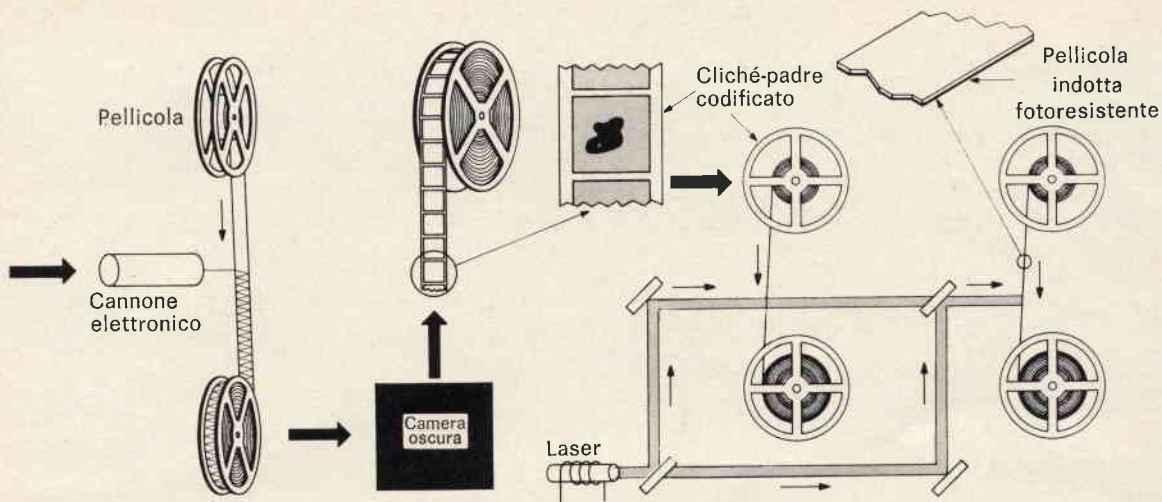



Fig. 3 - Realizzazione schematica del « cliché-principale » (o « padre ») codificato e degli ologrammi.

Il « film-padre » e la pellicola registratrice vengono trascinati a scatti, giacché ciascuna immagine del primo viene ad essere sottomessa per una frazione di secondo all'azione del pennello luminoso. Due ologrammi vengono realizzati a partire dalla prima immagine, tre per l'immagine seguente, due per l'immagine che segue, e così via. Questa successione consente di realizzare dei nastri Selecta-Vision compatibili con le velocità utilizzate nel cinema e nella televisione.

L'energia luminosa proveniente dal laser ammorbidisce lo strato fotoresistente; più la luce è intensa in un dato punto, e più lo strato diviene molle. Questo effetto selettivo consente l'esecuzione del seguito del trattamento.

SVILUPPO DEGLI OLOGRAMMI ED APPRONTAMENTO DEL CLICHÉ

L'operazione che segue consiste nello « sviluppo di questi ologrammi ».

La pellicola indotta viene trattata con una soluzione di soda che elimina le parti più molli e lascia sussistere, su ciascuna immagine, un tracciato di incavi e rilievi sullo strato fotoresistente. L'osservazio-

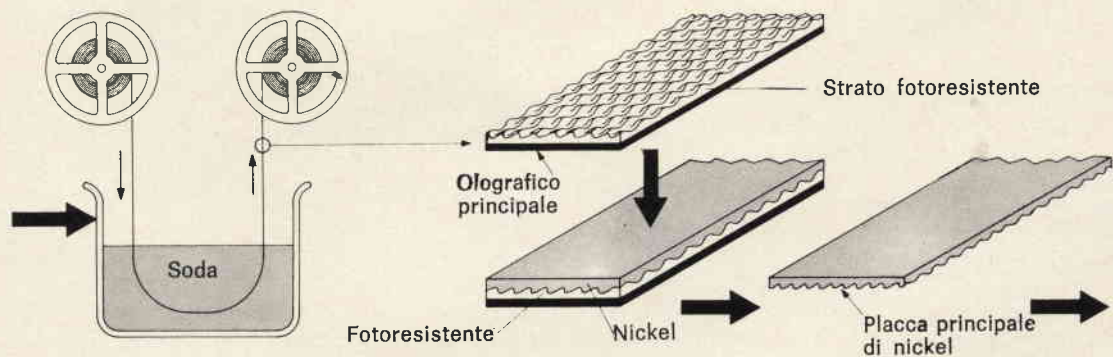



Fig. 4 - Sviluppo della banda olografica; realizzazione dell'ologramma-padre (principale) e della placca di nickel (nickel-principale).

...e questa rimane a casa...

Prima di lasciare la fabbrica, ogni valvola BRIMAR è sottoposta a centinaia di rigorosi controlli di qualità. Nessuno di questi controlli può essere omesso. 199 anziché 200 non sarebbero ammissibili: non per noi; non per i nostri rivenditori; non per i loro clienti. Solo controlli di tale genere spiegano perché più di 340 rivenditori, 12.000 venditori e le grandi Compagnie Rental si affidano alla qualità BRIMAR.

...una valvola così non lascia la

BRIMAR

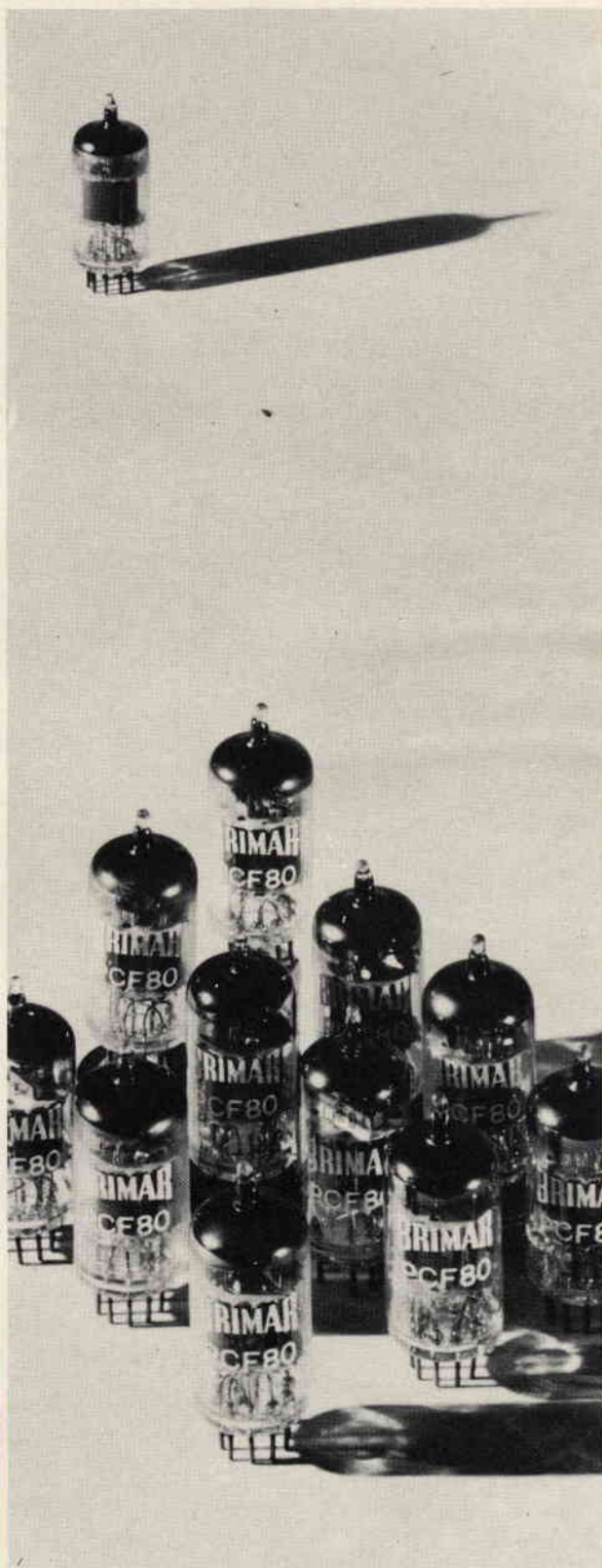
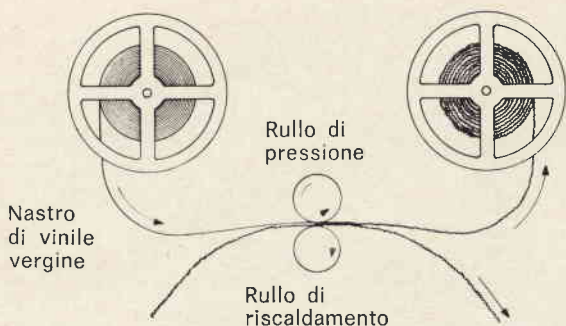



Fig. 5 - Realizzazione (molto schematizzata) del nastro-copia in vinile.

ne di questa pellicola al microscopio porta a scoprire come una specie di carta in rilievo; la profondità dei solchi è dell'ordine di 0,05 μm, e la distanza media fra le creste è di 1 μm.

Il rotolo sviluppato di questi ologrammi, denominato « ologramma-padre » viene ricoperto, con procedimento elettrolitico, da una placcatura di nickel dello spessore di 150 μm. Quando si toglie la placca di nickel dall'« ologramma-padre », si ottiene la replica in incavi e rilievi dei tracciati del cliché primitivo.

Questo procedimento ricorda la fabbricazione dei dischi fonografici. E in effetti, questa piastra di nickel che porta incisi in negativo dei rilievi e degli incavi, verrà utilizzata per realizzare « le copie per pressione » su di una serie di trasparenti nastri di vinile, su cui le iscrizioni olografiche vengono trasferite per apparirvi positivamente. Per effettuare questa registrazione, la foglia di nickel ed il nastro di vinile passano attraverso un paio di rulli: il rullo superiore effettua una pressione verso il basso sul nastro e sulla piastra di nickel, mentre il rullo inferiore assicura il riscaldamento necessario per ammollire la materia da imprimersi; viene così ad essere realizzata l'esecuzione dell'impronta olografica sul nastro di vinile.

Allorché la piastra di nickel ed il nastro di vinile escono dai rulli, un flusso d'aria proveniente da un ventilatore provvede a separarli; la foglia di nickel si arrotola all'indietro, e la copia in vinile si arrotola su di un tamburo ricevitore; per ultimo, il nastro viene riposto in un caricatore.

Gli ologrammi vengono così ad essere riportati su tutta la lunghezza di un nastro di vinile avente l'apparenza di una banda colorata non certo perché le immagini che essa contiene siano colorate, ma perché la loro superficie irregolare provoca un effetto di diffrazione sulle radiazioni luminose incidenti.

Un unico cliché di nickel può consentire l'edizione di un gran numero di nastri, il che costituisce ancora un'analogia con la fabbricazione dei dischi fonografici, e con l'impiego dei cliché fotografici.

LA RESTITUZIONE DELLE IMMAGINI-COLORE

Alla lettura, la pellicola (o nastro) portante gli ologrammi viene sottoposta alla azione di un fascio laser di debole potenza, e ne consegue la ricostituzione delle immagini visibili che vengono quindi captate da un vidicon.

Questo tubo deve ricostituire unicamen-

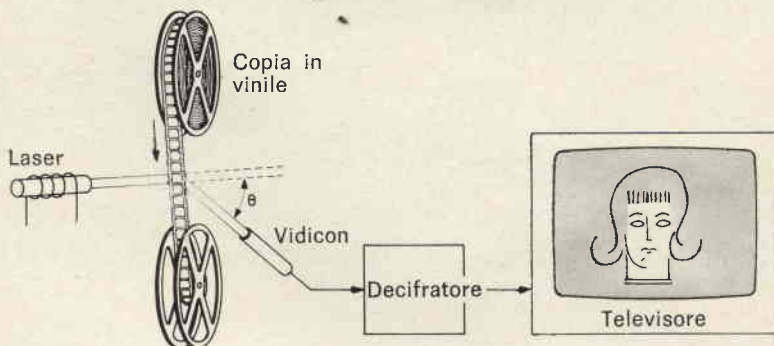



Fig. 6 - Lettura delle immagini del nastro-copia mediante un laser ed un vidicon.

te l'immagine desiderata, e non lo stesso ologramma. Viene posto in una posizione tale che l'angolo creato dal suo asse con il fascio laser sia uguale alla frequenza del laser divisa per il gradiente di diffrazione del vinile.

All'uscita dal vidicon, si raccolgono dei segnali identici ai segnali codificati, forniti all'uscita del codificatore; essi vengono trasmessi ad un decodificatore, che li converte in segnali di luminanza e di crominanza e li trasmette al televisore.

I colori vengono ottenuti con l'ausilio delle variazioni codificate iscritte sulla parte superiore degli ologrammi, ed il segnale di uscita dalla scatola di lettura viene semplicemente trasmesso al televisore a mezzo della presa di antenna.

La potenza di uscita dal lettore è di 2 mW. Il vidicon ed il laser utilizzati possono assicurare un servizio molto lungo, dell'ordine di migliaia di ore; la fabbricazione in serie consentirà di realizzare i laser occorrenti ad un prezzo dell'ordine di sole 20.000 lire, ed il vidicon, nel modello commerciale RCA risulterà ugualmente su di un prezzo dell'ordine delle 20.000 lire.

LA SICUREZZA D'IMPIEGO

I non-tecnici potranno chiedersi se il laser impiegato in un apparecchio da « grande pubblico » non possa costituire un pericolo, soprattutto in un'epoca in cui ci viene annunciata la possibilità di realizzare degli apparati a laser chimici producenti i veri raggi della morte di Scienza-Fissione, in grado di far esplodere a grande distanza le bombe termo-nucleari! In effetti, invece, grazie alla bassissima tensione adottata, ed alla sezione relativamente larga del pennello, la concentrazione di energia risulta molto ridotta e dell'ordine di 30 mW/cm^2.

Pertanto, che cosa può capitare se un utente od un artigiano smontano il laser fuori dall'apparecchio di lettura, e vengono conseguentemente a risultare esposti direttamente all'azione del fascio di luce coerente? Certo che la potenza è sufficiente per produrre dei gravi disturbi oculari. Ma, poiché questa luce è visibile, essa stessa provvede a provocare il fenomeno di auto-protezione dell'occhio, normale ogniqualvolta questi debba fronteggiare luci intense.

I rischi non sono affatto più gravi di quelli generati dall'effetto del sole sull'occhio, od anche di qualsiasi altra luce intensa, quale può essere quella di un flash elettronico o di una lampada survoltata.

VANTAGGI E LIMITAZIONI

La realizzazione facile e poco costosa di nastri-prova costituenti le copie comparabili alle copie cinematografiche, rappresenta uno dei vantaggi essenziali del procedimento. Nelle apparecchiature, la velocità di sfilamento di questi nastri è dell'ordine di 19 cm/s; si potrebbe anche aumentare questa velocità, ma ciò non sembra necessario per assicurare una produzione di massa, in grande serie. Infatti, risulta possibile installare diversi apparati di duplicazione su di una sola linea, di modo che lo stesso cliché viene ad essere riprodotto più volte in un solo passaggio.

Il più importante problema da risolvere nella fabbricazione, consiste nell'ottenere l'uniformità dell'« ologramma-padre »; occorrono dei nastri di vinile di spessore perfettamente uniforme, ed uno strato fotoresistente di spessore parimenti perfettamente controllato per tutta la lunghezza del nastro.

Il difetto essenziale, nel corso della riproduzione di colori, è rappresentato da eventuali variazioni di tinta dovute ad una mancanza di uniformità del nastro vinile e dello spessore dello strato fotoresistente. La qualità del risultato viene così a dipendere essenzialmente dai procedimenti materiali di realizzazione.

Un altro problema da risolversi è quello della esecuzione della traccia sonora destinata ad assicurare l'accompagnamento delle immagini; il suono deve essere aggiunto al momento della esecuzione dell'« ologramma-padre », il che porta alla necessità di impiegare un tipo di ologramma acustico. Gli ologrammi « immagini » occupano soltanto la metà della larghezza del nastro di vinile, di modo che resta

una superficie sufficiente per la registrazione dei segnali sonori.

EVR (Electronic Video Recorder) E SELECTA-VISION

Il procedimento di registrazione e di riproduzione EVR è stato già descritto in precedenza. Come il Selecta-Vision, l'EVR è destinato unicamente alla lettura di immagini pre-registrate. Può quindi risultare interessante effettuare una rapida comparazione delle caratteristiche e dei vantaggi pratici dei due procedimenti.

Il Selecta-Vision è destinato alla riproduzione di immagini a colori, ma resta ben chiaro che collegando il lettore ad un televisore in bianco e nero, si possono ottenere delle immagini in bianco e nero, in conformità del principio di doppia compatibilità.

Per contro, l'EVR è soprattutto destinato alla riproduzione di immagini in bianco e nero, ma la sua messa a punto industriale potrà essere realizzata molto più rapidamente, in uno spazio di tempo dell'ordine di qualche mese, mentre il Selecta-Vision non potrà senza dubbio essere reso commerciale prima di due anni o due anni e mezzo.

Risulta d'altra parte difficile giudicare per esperienza la qualità delle immagini ottenute con il Selecta-Vision, poiché si tratta soltanto di prove di laboratorio o di dimostrazioni, mentre hanno già avuto luogo le presentazioni commerciali dell'EVR.

Le condizioni di utilizzazione sono analoghe. Sono ambedue dei dispositivi di « lettura » destinati a porsi in concorrenza o addirittura a sostituire i proiettori di cinema. La loro manovra risulta estremamente semplice, equivalente a quella di un registratore a cassetta. È sufficiente mettere in moto l'apparecchio dopo aver sistemata la cassetta nel lettore.

Le prime applicazioni previste per ambedue questi procedimenti riguardano l'insegnamento, l'industria, le dimostrazioni tecniche e commerciali, oltre ben si intende alle semplici applicazioni di dilettanti.

I raffronti dei « prezzi previsti » degli apparecchi e delle cassette rivestono particolare interesse. Il prezzo di un apparecchio Selecta-Vision, malgrado la sua complessità, non dovrebbe essere superiore alle 230-280.000 lire, vale a dire qualcosa meno di un cofanetto EVR.

La differenza è più importante per le cartucce contenenti i programmi di immagini a colori; una cartuccia della durata di un'ora in Selecta-Vision verrà a costare meno di 6300 lire. L'utente che fra un paio d'anni acquisterà un apparecchio di lettura e 20 programmi di mezz'ora ciascuno, verrà a spendere così meno di 330 mila lire.

Questo prezzo potrà anche essere ulteriormente ridotto dagli editori, che si potranno mettere in grado di realizzare essi stessi in grande serie dei nastri-programma; il prezzo di duplicazione potrebbe essere così ridotto a 1.250-2.000 lire; questo rimarchevole risultato è dovuto all'adozione, come supporto dell'immagine, del nastro di vinile, materiale di assai basso costo, poco più caro della carta, il che non è certo il caso della pellicola EVR. Le cartucce EVR verranno a costare in effetti un prezzo valutato compreso tra le 11.000 e 22.000 lire, ed è questo il motivo per cui si prevede di affittarle a delle tariffe ridotte per facilitare la loro diffusione.

L'avvento industriale e commerciale del Selecta-Vision, messo a punto in virtù della potenza tecnica ed industriale della RCA e delle compagnie associate, può costituire un evento importante nella storia dei procedimenti di registrazione e di trasmissione delle immagini.

Ben lungi dal diminuire l'interesse per i televisori, questo procedimento vale per contro ad accrescerlo ulteriormente, giacché il televisore potrà rimpiazzare il proiettore cinematografico per la riproduzione di qualsivoglia programma scelto dallo stesso utente. Non si tratterà più di un programma imposto, bensì di un programma « alla carta »

Il registratore video, di cui si annunciano ancora dei nuovi progressi, conserva una sua distinta personalità, giacché consente di effettuare delle registrazioni. Così, la tecnica TV viene a risultare sempre di più associata a quella della fotografia e del cinema; è questa una evoluzione le cui origini sono ormai lontane, ma che è destinata in modo inevitabile a concretizzarsi ulteriormente.

PRINCIPI E REALIZZAZIONE DEGLI OLOGRAMMI

Poiché il principio del Selecta-Vision è basato essenzialmente sull'impiego di ologrammi, ci sembra utile ricordare brevemente i caratteri generali di questa nuova tecnica.

Le sensazioni che noi proviamo, allorquando osserviamo un oggetto, sono dovute alla luce che questi riflette. Conseguentemente, se noi abbiamo la possibilità, con un mezzo qualsiasi, di generare un fascio luminoso identico a quello che l'oggetto riflette, proveremo le stesse sensazioni ed avremo ottenuto una specie di « fotografia per ricostruzione degli stati di vibrazioni luminose », che il prof. Gabor ha indicato in Inghilterra sotto il nome di ologramma.

Si giunge a questo risultato registrando, su di una emulsione sensibile, non l'immagine dell'oggetto nel senso abituale di questo termine, bensì le azioni coniugate della luce riflessa dall'oggetto e della luce proveniente da una fonte di riferimento, senza l'interposizione di alcun sistema ottico.

Una tale registrazione non ha più l'aspetto classico; vi si notano dei punti, delle bande, delle scanalature dai contorni frastagliati; si tratta di una immagine astratta, che contiene tuttavia, sotto la forma di un « codice ottico », tutte le « informazioni » di rilievo, di prospettiva e di profondità del campo.

Con la luce normale, bianca o colorata, un tale ologramma non può prestarsi alla ricostituzione di una immagine visibile dell'oggetto. In effetti, in una sorgente di luce ordinaria, le vibrazioni luminose sono indipendenti le une dalle altre, e l'emissione totale risulta perfettamente incoerente. Occorre che le caratteristiche della luce incidente siano ben definite, ed è quindi indispensabile utilizzare una luce in cui « tutte le vibrazioni elementari siano strettamente coordinate », vale a dire della stessa lunghezza d'onda e della stessa fase, una luce cioè che viene chiamata « coerente ».

Per moltissimo tempo, sono falliti i tentativi dei fisici intesi ad ottenere una luce di questo genere con una notevole intensità, anche la fotografia per ologramma non ha conosciuto un vero e proprio sviluppo sintanto che non si è potuto disporre del laser, fonte sufficientemente potente di luce praticamente monocromatica e coerente.

Per la registrazione, si invia sull'oggetto un fascio laser; ciascuno dei punti materiali dell'oggetto riflette una parte della luce che va a colpire direttamente l'emulsione sensibile. Ne consegue che ciascun punto dell'oggetto invia della luce su tutta la superficie dell'emulsione.

Le vibrazioni luminose sono caratterizzate dalla loro amplitudine e dalla loro fase, ambedue costituenti l'informazione ottica relativa a ciascuno dei punti dell'oggetto. Ora, se le emulsioni sono molto sensibili alle differenze di amplitudine delle vibrazioni, non riescono peraltro a registrare le differenze di fase. Per tradurre queste ultime, occorre produrre sulla superficie dell'emulsione delle « interferenze » fra la luce diffusa dall'oggetto e quella di un fascio emesso direttamente dallo stesso laser.

In pratica, il flusso di luce prodotto dal laser viene scisso in due fasci, di cui uno è diretto sull'oggetto da fotografare, e l'altro, denominato « fascio di riferimento » (in quanto inviato mediante un sistema di specchi) sulla superficie dell'emulsione.

Le frange di interferenza che si formano, non si presentano con una ripartizione uniforme di bande chiare ed oscure, regolarmente spaziate fra loro. Le differenze di fase e di ampiezza provocano delle irregolarità caratteristiche. Le differenze di ampiezza si traducono con una opacità variabile tra le frange; le differenze di fase, con una spaziatura irregolare, tanto più grande, quanto più grande è la differenza. Ne consegue che l'ologramma contiene, sotto forma di strisce, punti, e bande, la registrazione integrale delle vibrazioni luminose che ha emesso l'oggetto.

Il secondo tempo dell'operazione consiste nel produrre, partendo dall'ologramma, una immagine visibile. La « lettura » dalla registrazione viene realizzata mediante un fascio laser della stessa frequenza di quello a suo tempo utilizzato per l'effettuazione della registrazione stessa. L'ologramma si comporta, nei confronti della luce che lo attraversa, come una rete di diffrazione, e ricostituisce nello spazio, per il meccanismo inverso di loro registrazione, le vibrazioni luminose che l'oggetto ha emesso.

segue

L'opacità più o meno grande delle frange provoca una modulazione in intensità della luce incidente; la loro spaziatura determina l'effetto di diffrazione ed introduce delle differenze di fase. Queste modificazioni sono rigorosamente caratteristiche della rete di diffrazione, vale a dire del sistema originale di vibrazioni luminose.

All'uscita della rete, vengono infatti a formarsi « due immagini ». Una è l'immagine « virtuale » che può essere osservata ad occhio nudo guardando attraverso l'ologramma come attraverso una finestra; essa sembra provenire dal posto che l'oggetto occupava quando si provvide alla sua registrazione. La seconda immagine si forma in avanti; si tratta di una « immagine reale », e quindi invisibile, ma che risulta possibile far apparire su di uno schermo in modo consueto. Infatti questa immagine traduce l'oggetto con la sua profondità reale, di modo che, fotografandola, si potrà mettere a punto su di uno o su di un altro dei suoi piani.

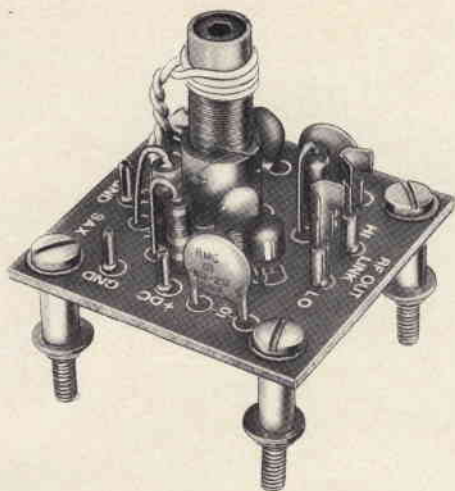
Fra le più sorprendenti proprietà di questa tecnica vi è da annoverare il fatto che si può spezzare in due un ologramma senza che egli cessi di restituire un'immagine completa, giacché in tutte le sue parti egli ha provveduto a registrare le informazioni concernenti l'« insieme » dell'oggetto. Dei larghi tratti possono quindi subire deterioramenti o soppressione, senza che l'immagine restituita venga a subire delle gravi deteriorazioni; ovvio comunque che la qualità dell'immagine verrà a risultare sempre meno buona man mano che si riduce la parte superstite.

Un'altra curiosa proprietà degli ologrammi è quella che essi non producono inversione di immagini; lo stesso ologramma può essere considerato come un « negativo », ma l'immagine che egli produce è « positiva ». Se l'ologramma viene copiato per contatto, si trova capovolto; le zone opache divengono trasparenti, e viceversa; ma le immagini restituite a partire dalla copia restano positive, e non possono essere distinte da quelle prodotte dall'originale, ove non si tenga conto delle modifiche di qualità dovute alla copia.

Altra proprietà interessante: più immagini possono venire sovrapposte su di una sola piastra in conseguenza di successive esposizioni a luci coerenti di frequenze diverse, e ciascuna immagine può essere restituita senza produrre azione notevole sulle altre.

È oggi reperibile sul mercato un nuovo microfono a capacità che comprende nel proprio involucro un trasduttore capacitivo e un preamplificatore a FET integrato. Il dispositivo è offerto in tre versioni: la prima unidirezionale, la seconda omnidirezionale e la terza in una speciale versione chiamata microfono GUN che offre la massima sensibilità in due direzioni opposte.

L'uso di un preamplificatore a FET offre molti vantaggi rispetto a quelli tradizionali. Ad esempio: una notevole stabilità a lungo termine, un basso livello di rumore e un basso consumo di potenza. Le specifiche richieste all'alimentazione sono molto semplificate e permettono di alimentare il microfono con una vasta gamma di sorgenti di energia: batterie, alimentatori, o, addirittura, mediante lo stesso amplificatore che segue il microfono.

Qualsiasi tensione continua compresa tra 7,5 e 48 V può essere usata per alimentare il microfono purché si provveda con una opportuna resistenza in serie.

SCATOLE DI MONTAGGIO

AMPLIFICATORE A R.F.

UK 925 da 2,3 – 27 MHz
UK 915 da 12 – 170 MHz

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: da 6 a 12 Vc.c.
7 mA

Gamma di frequenza:
UK 925 da 2,3 a 27 MHz
UK 915 da 12 a 170 MHz

Guadagno:
15 dB a 3 MHz
10 dB a 150 MHz

Sensibilità: migliore di 1 μV

Ingresso: a bassa impedenza

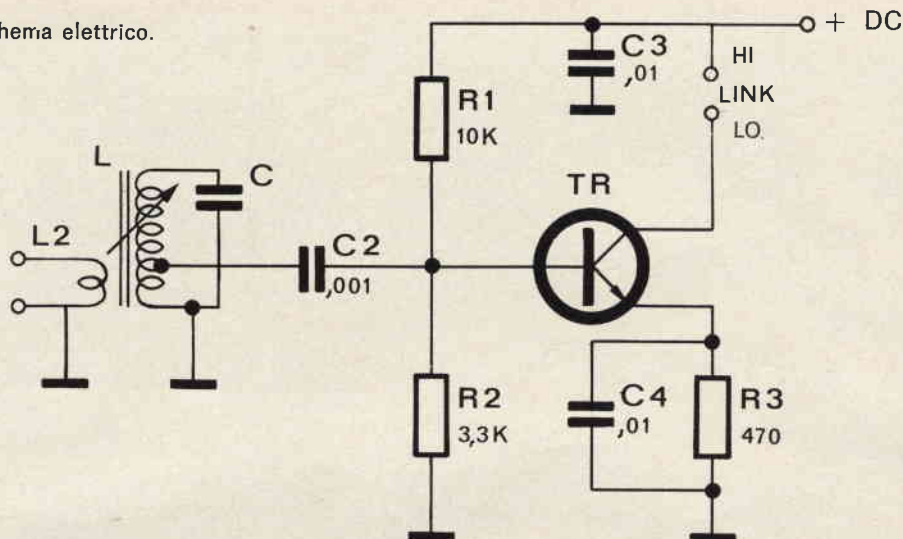
Uscita: a bassa impedenza

Questo amplificatore è stato progettato per amplificare segnali molto deboli nella gamma compresa fra i 2,3 e 27 MHz (UK 925) e fra 12 e 170 MHz (UK 915) e quindi può essere impiegato nella costruzione di ricevitore di tipo convenzionale per AM e FM, come stadio di ingresso di un convertitore di frequenza, e come preamplificatore a radio frequenza.

CIRCUITO ELETTRICO E FUNZIONAMENTO

L'amplificatore a R.F. che si può costruire con le scatole di montaggio UK 925 e UK 915 e il cui schema elettrico è riportato in figura 1, pur essendo di concezione alquanto semplice, permette di conseguire degli ottimi risultati specialmente quando sia necessario ottenere una buona amplificazione dei segnali radio nella gamma di frequenze che va da 2,3 a 27 MHz per l'UK 925 e da 12 a 170 MHz per l'UK 915.

Il circuito si basa essenzialmente nell'impiego del transistore 2N5130 funzionante con emettitore comune e stabiliz-

Fig. 1 - Schema elettrico.

zato per mezzo di un partitore di base ed una resistenza di emettitore.

Per realizzare questo circuito è stato scelto il transistore 2N5130 che consente di ottenere una amplificazione molto alta con bassissimo fruscio in relazione all'elevato rapporto segnale/disturbo. Ciò è infatti della massima importanza per un amplificatore che deve funzionare su banda molto estesa.

L'estensione completa della banda per ogni singolo UK viene coperta mediante una serie di due bobine, ciascuna delle quali è contrassegnata da uno dei seguenti punti colorati: bianco, giallo per l'UK 925 e rosso e verde per l'UK 915. Le prime due bobine, coprono la gamma che va da 2,3 a 27 MHz, le altre due, quella che va da 12 a 170 MHz.

La larghezza di banda di ciascuna sottogamma, come è indicato in tabella I, si ottiene shuntando le suddette bobine con dei condensatori di adatto valore che sono forniti con la confezione del Kit. Desiderando, per esempio che l'amplificatore UK 925 sia sintonizzabile sulla gamma 2,3-3,4 MHz si dovrà impiegare la bobina contrassegnata con il punto bianco, e shuntandola con il condensatore, da 220 pF.

Questo condensatore nello schema elettrico è indicato con il simbolo « C ».

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

Le operazioni di montaggio dell'amplificatore UK 925 o UK 915 sono estremamente semplici ed oltre tutto sono facilitate dalla riproduzione fotografica e da quella serigrafica del circuito montato visibili, rispettivamente nelle figure del titolo e in figura 3.

Per eseguire la saldatura dei vari componenti sul circuito stampato è consigliato l'impiego della lega di stagno autosaldante con anima disossidante alla colofonia del tipo 50/50 o 60/40 (G.B.C. LC/0010-00 oppure LC/0020-00), ed un saldatore la cui potenza non superi i 30 W.

Quest'ultima precauzione è indispensabile allo scopo di evitare il surriscaldamento dei componenti e di conseguenza del circuito stampato.

I componenti, come è mostrato dal disegno di figura 2 dovranno essere sistemati verticalmente sul lato isolato della piastrina a circuito stampato dove sono incise le sigle dei componenti stessi (per esempio TR per transistore, OUT per uscita, ecc.) oppure il loro valore.

I terminali di ciascun componente dovranno essere fatti passare attraverso gli appositi fori. Essi saranno tagliati, dal lato del circuito stampato, per una lunghezza di uno o due millimetri e quindi saldati.

Le varie fasi di montaggio dovranno essere eseguite con la seguente successione:

1) Saldare i connettori di ingresso, di uscita, di alimentazione e di massa, contrassegnati nella basetta del circuito stampato con le sigle IN (ingresso) OUT (uscita) GND (terra) + DC (positivo della batteria di alimentazione) RF-OUT-LINK (accoppiamento dell'uscita a radiofrequenza).

2) Saldare ai rispettivi terminali i resistori da 470 Ω, 3,3 kΩ e 10 kΩ.

3) Saldare ai rispettivi terminali i condensatori da 0,01 μF e da 0,001 μF.

4) Montare il transistore 2N5130 i cui terminali sono facilmente individuabili. È sufficiente infatti far corrispondere la parte rettilinea del cerchio riportato sul circuito stampato, e che reca internamente la dicitura TR, con la sezione piana del transistore, affinché i terminali si presentino nell'esatta posizione di fronte ai fori.

È opportuno agire con la massima precauzione per evitare che durante il montaggio del transistore i suoi terminali di base, di emettitore e collettore si attorciglino fra di loro.

La saldatura dei terminali dovrà essere eseguita nel minor tempo possibile per evitare danni irreparabili al transistore.

5) Saldare la bobina adatta alla gamma che si desidera ai relativi terminali. Anche il condensatore C scelto a seconda del valore necessario, dovrà essere saldato ai suoi terminali.

6) Dopo aver scelto la lunghezza del conduttore che serve a realizzare l'avvolgimento di accoppiamento, cioè il link, consultando la tabella II si salderà una estremità di questo conduttore sul foro contrassegnato dalle sigle L2-IN. Eseguita questa operazione si avvolgerà il link sulla bobina L e si salderà l'altra estremità in corrispondenza del foro L2-GND.

7) Eseguire le connessioni esterne relative all'ingresso, all'uscita e all'alimentazione.

L'amplificatore è stato progettato per essere accoppiato induttivamente agli stadi successivi, fig. 4a (cioè mediante un link) e quindi non può essere collegato direttamente ad altri circuiti impiegando l'UK 925 o l'UK 915 in unione rispettivamente al miscelatore UK 920 o UK 910 della stessa serie, il collegamento potrà essere eseguito direttamente all'entrata del mixer, fig. 4b, dato che questi dispone di un accoppiamento induttivo.

Nell'eseguire i collegamenti con il mi-

Fig. 2 - Metodo di inserzione dei componenti sulla piastra a C.S. e disposizione dei terminali del transistore.

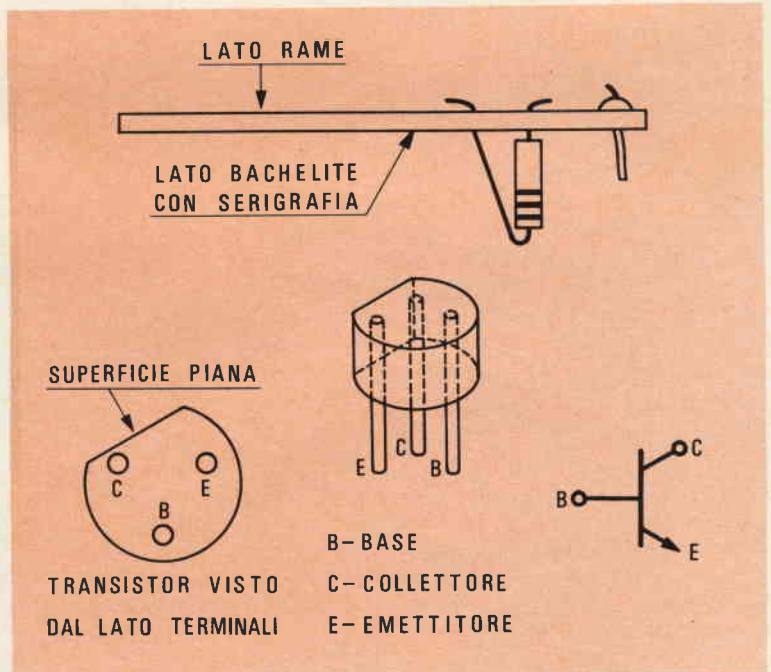
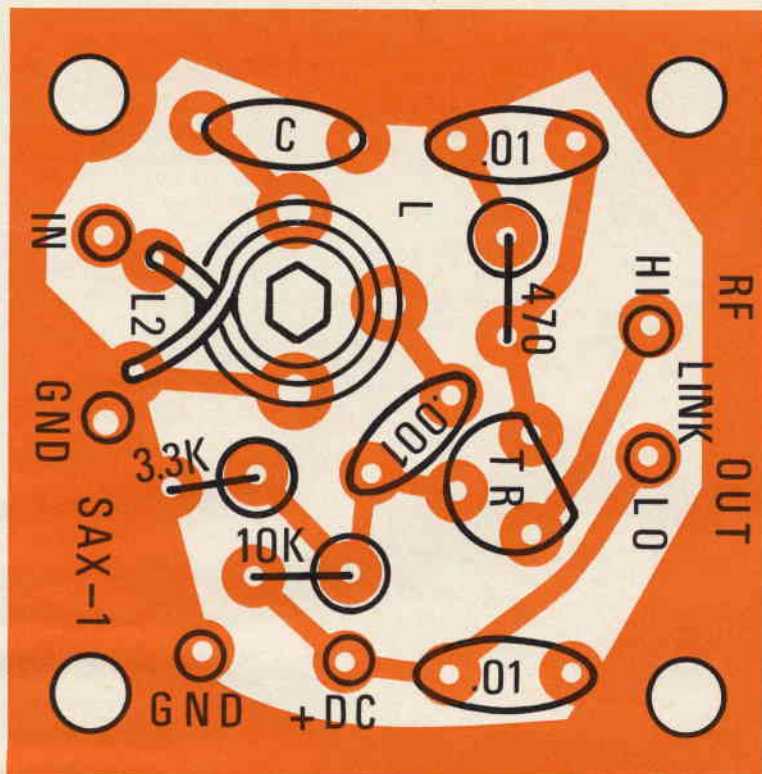



Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato. Nel caso si voglia realizzare un convertitore i punti indicati con HI e LO vanno collegati con i punti * IN e * GND del miscelatore.

xer UK 920 o UK 910 occorre fare la massima attenzione affinché l'uscita dell'amplificatore UK 925 faccia capo alla presa GND del mixer UK 920 e che l'uscita dell'UK 915 del primo sia collegata alla presa IN del mixer UK 910.

Invertendo i suddetti collegamenti il segnale a radio frequenza sarebbe avviato verso massa.

Infatti questo montaggio può essere impiegato come parte integrante della costruzione di un convertitore di frequenza amplificato, come indica la figura 4c, unendo l'UK 925 con l'UK 920 e l'UK 905 si può realizzare un convertitore amplificato per la gamma 2,3 ÷ 27 MHz, mentre unendo l'UK 915 con l'UK 910 e l'UK 900 si può realizzare un convertitore amplificato per la gamma 12 ÷ 170 MHz.

8) Qualora l'amplificatore a radio frequenza UK 925 o UK 915 sia utilizzato in unione ad altri circuiti, occorre che il link, che serve ad accoppiare fra loro i due circuiti, sia realizzato con un numero appropriato di spire che potrà essere trovato sperimentalmente.

La presenza di eventuali auto-oscillazioni spontanee da parte dell'amplificatore UK 925 o UK 915 si evita con un perfetto isolamento e l'eventuale schermatura del circuito.

MESSA A PUNTO ED IMPIEGO

Se il montaggio dell'amplificatore è stato effettuato in modo ortodosso non è necessaria alcuna operazione di messa a punto.

Qualora l'amplificatore, venga adoperato in unione al mixer e non funzioni regolarmente ciò, salvo errori dovuti ad una eventuale sostituzione dei componenti, è dovuto certamente alla inversione del collegamento del link. Un inconveniente questo che è facilmente eliminabile procedendo ad invertire i due terminali.

Come abbiamo già specificato l'amplificatore può essere adoperato tanto come amplificatore generico, come mostra la figura 4, quanto in unione al mixer per realizzare un convertitore di frequenza per una gamma qualsiasi purché sia compresa fra quelle previste.

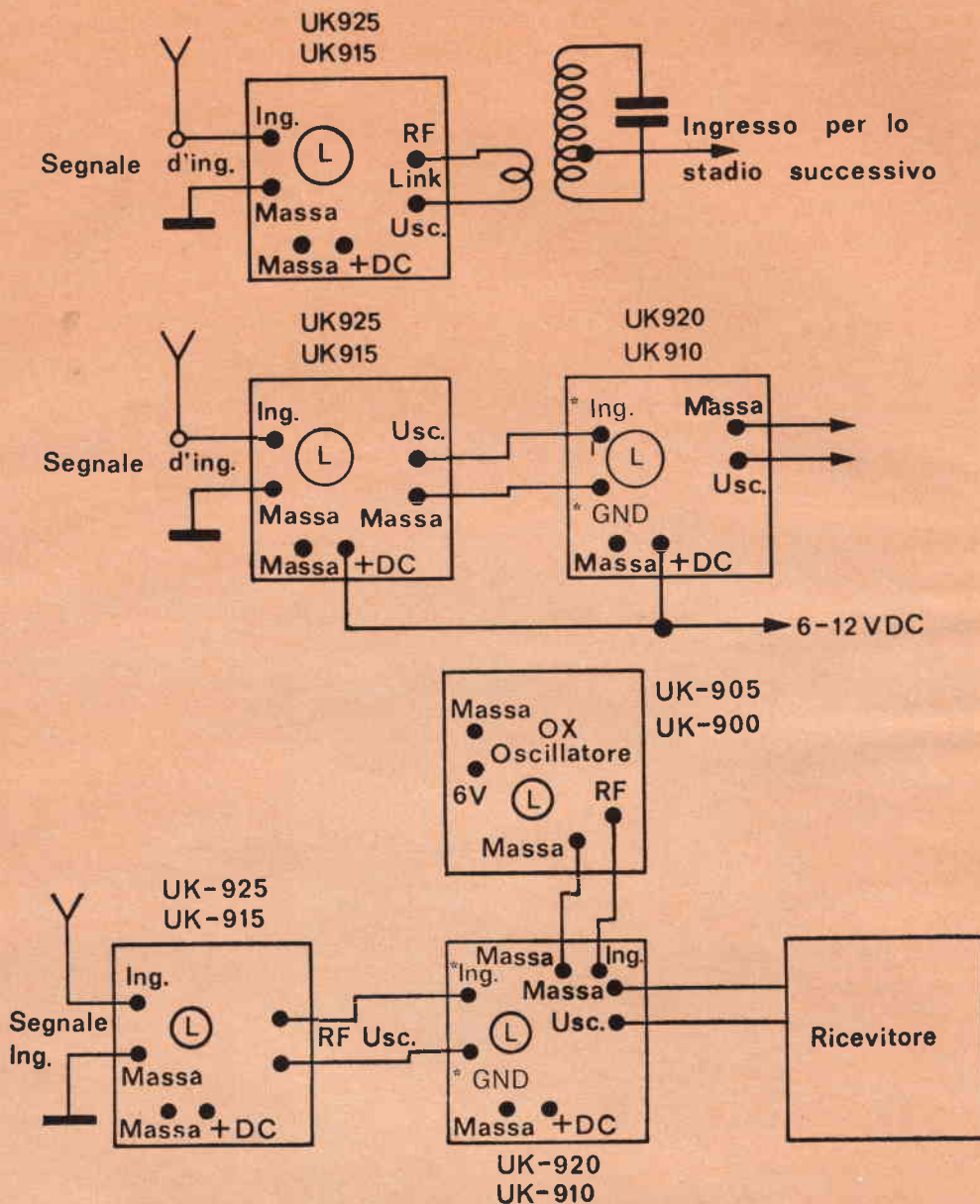



Fig. 4 - Possibilità di impiego dell'amplificatore a R.F.

DATI RELATIVI ALLE BOBINE, AL CONDENSATORE « C » E AL « LINK »

La tabella I si riferisce al valore del condensatore indicato sullo schema elettrico e sulla basetta del circuito stampato con la lettera « C » che deve essere usato in unione alla bobina L1 per ottenere la gamma di frequenza desiderata.

Le bobine contrassegnate da un punto bianco o da un punto giallo fanno parte dell'UK 925, quelle contrassegnate con un punto rosso e con uno verde fanno invece parte dell'UK 915.

Nella tabella II è pure indicato il numero delle spire del link per ciascuna gamma, e che sono costituite da normale filo di rame per collegamenti isolati in plastica, e la cui corrispondente lunghezza in millimetri è indicata in calce.

TABELLA I

Colore della bobina		Condensatore C pF	Gamma di freq. in MHz	N. di spire del link L2
UK 925	BIANCO	220	2,3 ÷ 3,4	4
		100	3,2 ÷ 4,8	4
		47	4,5 ÷ 6,8	4
	GIALLO	220	4,2 ÷ 6,1	3
		100	5,4 ÷ 8,5	3
		47	8,5 ÷ 13	3
		18	13 ÷ 20	2
		10	20 ÷ 27	2
UK 915	ROSSO	220	12 ÷ 16	2
		100	16 ÷ 23	2
		47	23 ÷ 32	2
		28 (18 + 10)	30 ÷ 42	2
		18	38 ÷ 54	1
		10	50 ÷ 70	1
	VERDE	25 (18 + 6,8)	68 ÷ 85	1
		18	85 ÷ 105	1
		10	105 ÷ 120	1
		6,8	120 ÷ 145	1
		4,7	145 ÷ 170	1

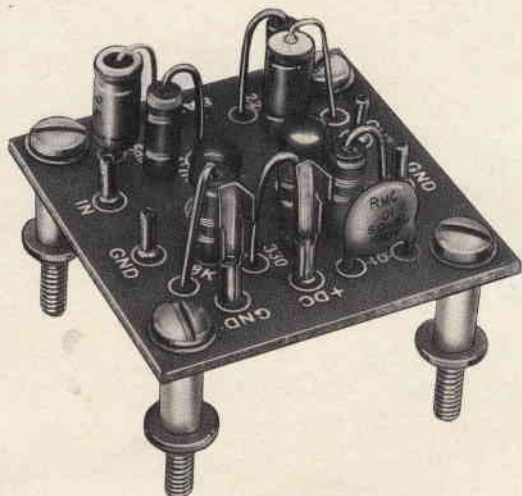
Lunghezza del conduttore in millimetri per realizzare il link, in funzione del numero delle spire

TABELLA II

Lunghezza in mm	Numero delle spire
146,00	4
104,75	3
79,38	2
53,98	1

Gli studi condotti presso i Laboratori di Ricerca di una società londinese, hanno permesso di realizzare due amplificatori parametrici forniti al Royal Radar Establishment (Defford) che, associati all'interferometro da 2,695 GHz, consentiranno di individuare sorgenti radio debolissime.

Gli amplificatori parametrici sostituiscono i Maser, usati in precedenza per questi rilevamenti.

Un'importante applicazione dell'interferometro riguarda la localizzazione delle radiosorgenti di rumore che sono presenti nell'universo. Recentemente lo studio di queste radiosorgenti ha portato alla scoperta di « oggetti quasi stellari » o quasars che sono di grande interesse in astronomia. In certi casi queste sorgenti di rumore sono state individuate e identificate con oggetti visibili. Questa operazione ha richiesto misure precise circa la posizione ed il diametro angolare delle radiosorgenti.

SCATOLE DI MONTAGGIO

AMPLIFICATORE A LARGA BANDA

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione:	da 9 a 15 V c.c., 10 mA
Campo di frequenze:	da 20 Hz a 150 MHz
Guadagno a 1 MHz (entrata 0,001 V):	30 dB
a 150 MHz (entrata 0,001 V):	6 dB
Risposta (riferimento a 1 MHz):	< 6 dB a 50 Hz
	± 3 dB da 100 Hz a 10 MHz
	< 15 dB a 100 MHz
	< 24 dB a 150 MHz
Impedenza di esercizio:	da 50 Ω a 500 Ω
Fattore di rumore:	10 µV RF, su 50 Ω
Massimo livello d'ingresso:	10 mV
Massima uscita (a 1 MHz):	0,1 V su carico di 50 Ω
	0,5 V su carico di 500 Ω

L'UK 935 è un amplificatore a larga banda che può essere utilizzato tanto come amplificatore, accordato o non accordato, a radiofrequenza, quanto come amplificatore di bassa frequenza e che, in considerazione del peso e dell'ingombro ridottissimi, è da ritenersi di impiego generale.

In un passato piuttosto recente gli amplificatori a larga banda, in relazione alle difficoltà che si incontravano nella loro progettazione ed ancor più nella realizzazione pratica, avevano un prezzo molto elevato, che talvolta superava il milione, e non sempre il loro

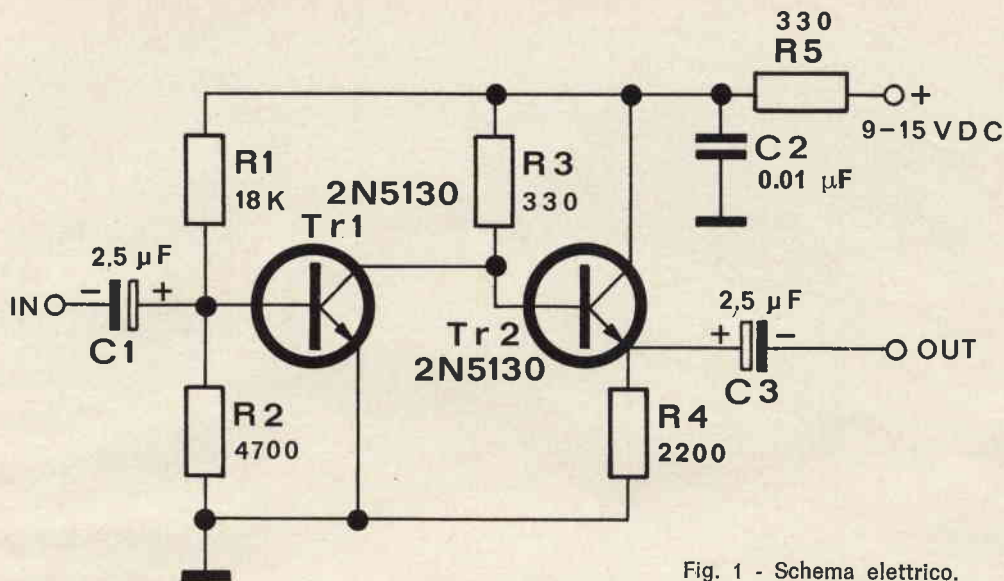



Fig. 1 - Schema elettrico.

rendimento era tale da giustificarne l'acquisto.

Oggigiorno, in considerazione del continuo miglioramento delle caratteristiche dei transistori e del perfezionamento della tecnica costruttiva moderna, è possibile realizzare dei circuiti assai semplici che, pur avendo un rendimento eccezionalmente elevato, sono messi in commercio ad un prezzo modico.

È questo il caso dell'amplificatore a larga banda UK 935 che, come si può rilevare dalle caratteristiche tecniche sopra riportate, e sebbene il circuito preveda l'impiego di due soli transistori, permette di ottenere delle prestazioni di rilievo.

Si tratta pertanto di un amplificatore di cui il tecnico ben presto apprezzerà la sua utilità anche perché estendendosi la sua larghezza di banda da 20 Hz a ben 150 MHz, può essere utilizzato nelle più svariate applicazioni pratiche interessanti tanto, il campo delle basse frequenze, quanto quelle delle alte e delle altissime.

SCHEMA ELETTRICO E FUNZIONAMENTO

Il circuito elettrico dell'amplificatore UK 935, illustrato in figura 1, è veramente semplice e funzionale. Il segnale da amplificare viene applicato all'ingresso « IN » da dove, attraverso un condensatore elettrolitico da 2,5 μF e tramite il partitore costituito dai resistori R1 e R2, rispettivamente da 18 kΩ e da 4,7 Ω, è inviato alla base del primo transistor 2N5130, che lo amplifica. Il segnale, dopo essere stato ulteriormente amplificato dal secondo transistor anch'esso del tipo 2N5130, viene trasferito all'uscita « OUT » mediante un condensatore elettrolitico, identico a quello di entrata.

Per realizzare questo circuito è stato opportuno utilizzare due transistori al silicio 2N5130, che consentono di ottenere l'amplificazione molto elevata con un rapporto segnale/disturbo bassissimo.

Ciò è della massima importanza in un amplificatore di questo genere che è destinato ad operare in una gamma di frequenze eccezionalmente estesa.

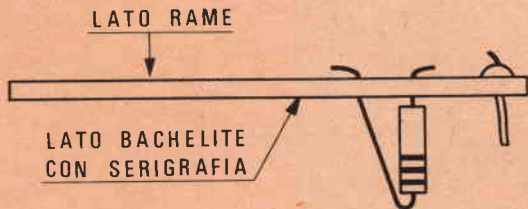
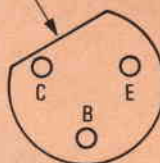
MONTAGGIO DEI COMPONENTI

Per effettuare la saldatura dei componenti sul circuito stampato è consigliabile usare della lega di stagno autosaldante con anima disossidante alla colofonia del

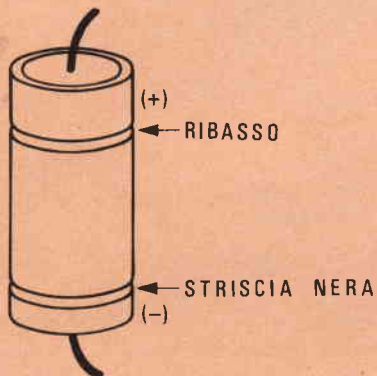
LATO RAME

LATO BACHELITE CON SERIGRAFIA

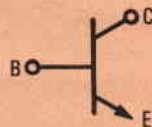
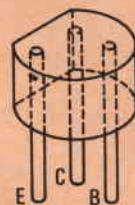
SUPERFICIE PIANA

C E B

TRANSISTOR VISTO DAL LATO TERMINALI

(+) RIBASSO

STRISCIA NERA (–)

POLARITÀ DEL CONDENSATORE

E C B

B C E

B - BASE

C - COLLETTORE

E - EMETTITORE

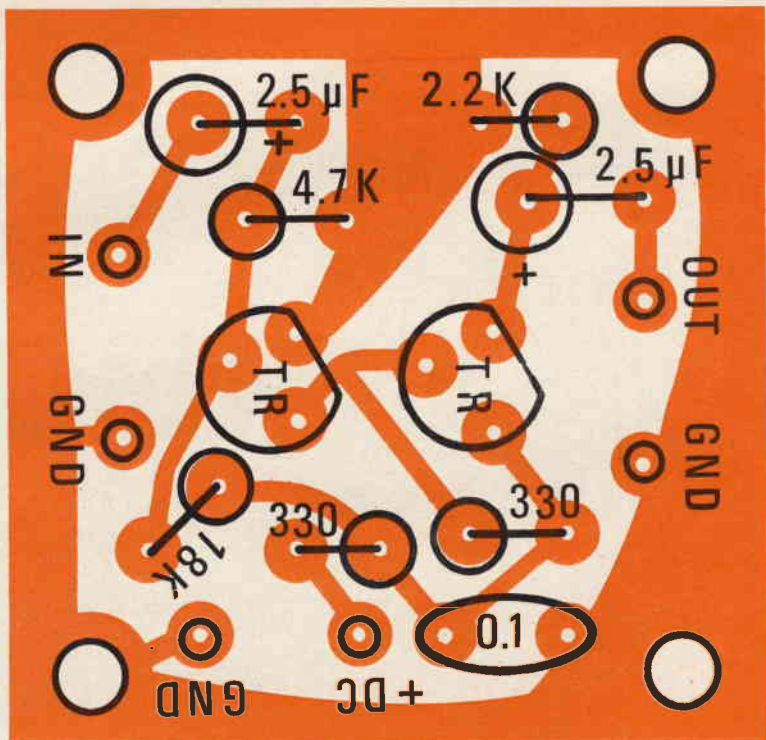
Fig. 2 - Metodo di montaggio dei componenti, disposizione dei terminali dei transistori e polarità dei condensatori elettrolitici.

2.5 μF 2.2 K 2.5 μF 4.7 K IN OUT TR TR GND GND 330 330 18 K 0.1 GND DC +

Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

tipo 50/50 o 60/40 (G.B.C. LC/0010-00 oppure LC/0020-00), ed un saldatore la cui potenza non superi i 30 W. Quest'ultima precauzione è indispensabile allo scopo di evitare il surriscaldamento dei componenti e di conseguenza del circuito stampato.

I componenti, come mostra il disegno di figura 2, dovranno essere sistemati verticalmente sul lato isolato della piastrina a circuito stampato dove sono incise le sigle dei componenti stessi (per esempio TR per i transistori, GND per presa di massa, ecc.) oppure il loro valore.

I terminali di ciascun componente dovranno essere fatti passare attraverso gli appositi fori tenendo ben presente che per quanto concerne i condensatori elettrolitici, oltre al valore della capacità,

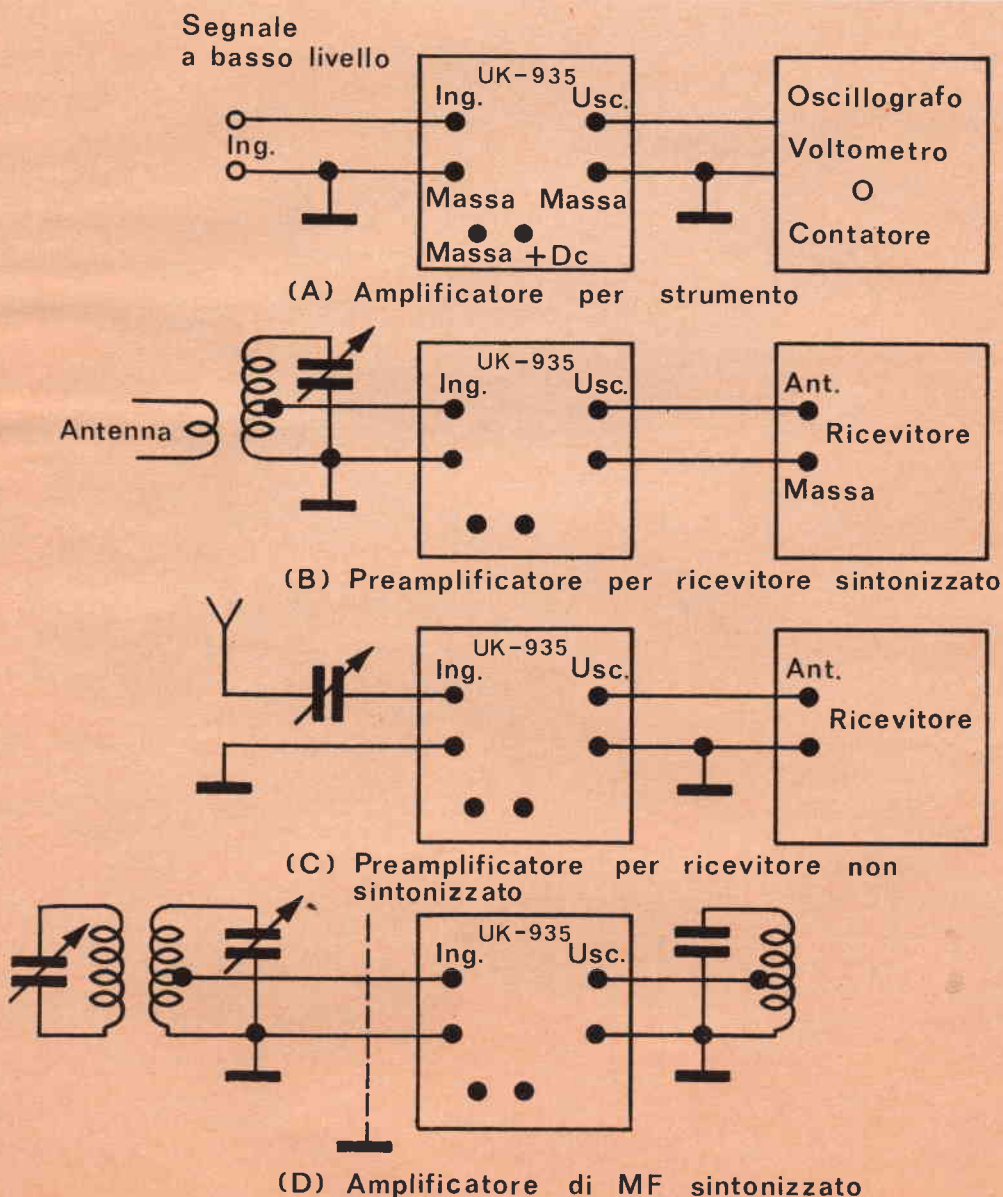



Fig. 4 - Esempi di impiego dell'UK 935.

un'alta fedeltà inimitabile!

B. & O. è il nome da ricordare sempre quando si cerca un impianto HI-FI perché la B. & O. offre una completa gamma di apparecchi di linea inconfondibile e di qualità inimitabile. Ogni diffusore amplificatore, giradischi, sintonizzatore B. & O. rappresenta il meglio che il mercato può offrire perché dà ciò che nessun altro può dare.
Una scelta di qualità superiore è una scelta B. & O.!

COMBINAZIONE B. & O. N° 2 - Impianto stereo HI-FI composto da:

1 Amplificatore Sintonizzatore stereo FM « Beomaster 3000 »

1 Giradischi Stereo « Beogram 1800 »

2 Diffusori acustici « Beovox 2500 »

2 Diffusori acustici « Beovox 3000 »

Beovox 3000
L. 110.000 * cad.

Beovox 2500
L. 65.000 * cad.

Beogram 1800
L. 125.000 *

Beomaster 3000
L. 310.000 *

*** Prezzi netti imposti**

è contrassegnata, sulla piastrina, anche la polarità.

I terminali di ciascun componente saranno tagliati, dal lato del circuito stampato, per una lunghezza di uno o due millimetri e quindi saldati.

Le varie fasi di montaggio, che sono facilitate dalla riproduzione serigrafica e dalla fotografia del circuito montato, riportate rispettivamente nella figura 3 e nel titolo, dovranno essere eseguite con la seguente successione:

1) Saldare i connettori di ingresso, di uscita, di alimentazione e di massa, contrassegnati sulla basetta isolata del circuito stampato con le sigle OUT (uscita), GND (terra), IN (entrata), e + DC (positivo della batteria).
2) Saldare ai rispettivi terminali i due resistori da 330 Ω e quelli da 2.200 Ω, 4.700 Ω e 18 kΩ.
3) Saldare al circuito stampato i terminali del condensatore ceramico da 0,01 μF e quelli dei due condensatori elettrolitici da 2,5 μF, accertandosi che la polarità sia stata rispettata.
4) Montare infine i transistori i cui terminali sono facilmente individuabili. Infatti è sufficiente far corrispondere la parte rettilinea del cerchio disegnato sul circuito stampato, e che reca internamente la scritta TR, con la sezione piana del transistor affinché i terminali si presentino nell'esatta posizione di fronte ai fori.
È necessario porre la massima attenzione per evitare che durante le operazioni di montaggio dei transistori i terminali di base, di emettitore e di collettore si attorciglino fra loro, e che la saldatura sia eseguita nel più breve tempo possibile al fine di evitare il danneggiamento dei transistori stessi.

COLLAUDO

Terminate le suddette operazioni si passerà ad effettuare il collaudo dell'amplificatore per controllare che il montaggio sia stato eseguito correttamente; non è invece necessario eseguire alcuna operazione di messa a punto.

Il positivo della batteria dovrà essere applicato al rispettivo terminale che sulla basetta del circuito stampato è indicato con la sigla + DC mentre il negativo si collegherà alla presa di massa GND.

Una verifica preliminare dell'efficienza dell'amplificatore può essere effettuata inviando al suo ingresso un segnale di bassa frequenza e controllandone l'uscita mediante un oscilloscopio.

IMPIEGHI

Come abbiamo specificato l'amplificatore UK 935 può essere impiegato per amplificare tanto i segnali di B.F. quanto quelli A.F. La figura 4A si riferisce all'uso dell'UK 935 quale amplificatore di bassa frequenza per segnali da inviare ad un oscilloscopio, ad un contatore od altro strumento.

Qualora si desideri utilizzare l'UK 935 come preamplificatore accordato da inserire fra l'antenna ricevente ed un ricevitore per onde lunghe, medie, corte o VHF, è necessario farlo precedere da un circuito accordato sulla gamma di ricezione desiderata, come è indicato in figura 4B.

Talvolta può essere più conveniente, per motivi vari, far precedere un ricevitore da un amplificatore a larga banda; in questo caso l'UK 935 dovrà essere inserito nel circuito come mostra la figura 4C. La figura 4D si riferisce invece all'UK 935 utilizzato vantaggiosamente quale amplificatore sintonizzabile di un circuito di media frequenza.

Antonino Spizzamiglio di 20 anni di Udine, iscritto al primo anno del Politecnico, è il vincitore assieme ad altri concorrenti, di uno dei maggiori premi assegnati dalla Giuria del Concorso europeo per giovani inventori e ricercatori.

Il premio, consistente in una borsa di studio di 5.000 fiorini olandesi, equivalenti a 865.000 lire italiane, è stato consegnato dal prof. H. G. B. Casimir.

Gli accumulatori sia quelli convenzionali con elettrolita costituito da una soluzione di acido solforico sia quelli a secco abbisognano di particolari cure. Attualmente, specialmente gli accumulatori a secco vengono impiegati in un gran numero di apparecchiature portatili, come televisori e flash elettronici. In questo articolo si descrive un carica-accumulatori di costruzione estremamente semplice ed economica.

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

UN CARICA ACCUMULATORI DI IMPIEGO GENERALE

Si sa che gli accumulatori a seconda del tipo hanno sempre bisogno di una certa manutenzione specialmente dopo che essi sono rimasti in funzione per un certo periodo. E in questo caso, la prima cosa che richiedono è una ricarica. Negli accumulatori al piombo, e cioè, in quelli normalmente impiegati in tutti gli automezzi si deve tra l'altro porre la massima cura affinché **il livello** dell'elettrolita, costituito quest'ultimo da acido solforico fortemente diluito in acqua distillata, possegga sempre il valore prescritto; esso cioè deve ricoprire le piastre degli elementi attivi. Tutti sanno che in caso tale livello risultasse scarso o fortemente abbassato, l'unica cosa da fare è di riportarlo al valore primitivo con l'aggiunta di acqua distillata.

È noto che utilizzando un accumulatore con livello di elettrolita molto basso, gli elementi attivi tendono in breve tempo a deteriorarsi, ed in pratica ciò si traduce in una perdita della **capacità di carica** dell'accumulatore. Tutti sanno inoltre che qualsiasi accumulatore perde la sua carica dopo un certo periodo di tempo anche nel caso non venga mai utilizzato.

Come regola generale si deve tener presente che se un accumulatore viene scaricato in un periodo di tempo di 10 ore, per la sua ricarica occorreranno in media circa 14 ore. Ed inoltre, durante la

Fig. 1 - Il carica-batterie visto dalla parte anteriore.

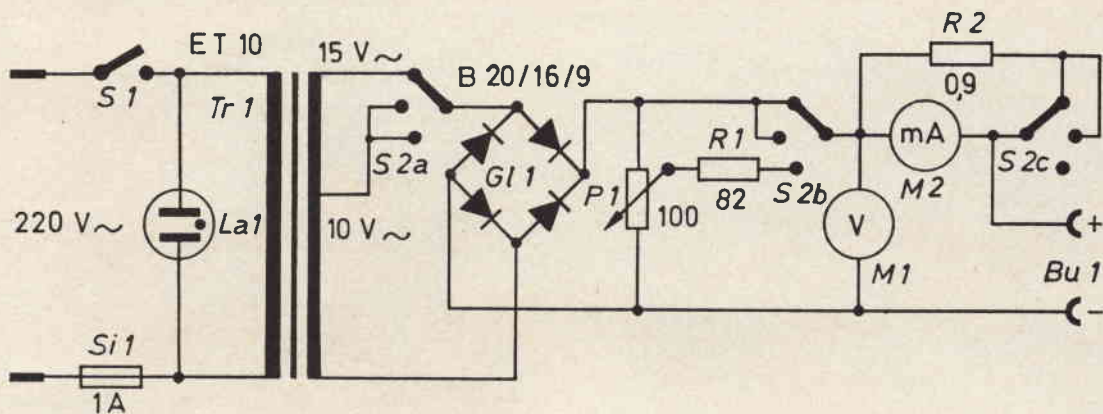



Fig. 2 - Schema elettrico del carica-accumulatori di impiego generale.

scarica dell'accumulatore si deve stare attenti che la tensione non scenda al disotto di un determinato livello che, negli accumulatori al piombo, è di 1,8 V per ogni elemento mentre è di 1,1 V per ogni elemento, negli accumulatori al nickel-cadmio.

Se durante la scarica si oltrepassa questo minimo valore di tensione di scarica, molto probabilmente l'accumulatore non potrà più immagazzinare quel quantitativo di carica stabilito dal costruttore.

La tensione di ricarica dell'accumulatore deve essere in genere più elevata del 15% della tensione nominale dell'accumulatore. Per esempio, un accumulatore normale per auto da 12 V abbisogna di una tensione di carica di circa 14 V mentre un accumulatore al nickel-cadmio formato da 6 elementi abbisogna di una tensione di carica di circa 9 V. Premesse queste osservazioni generali sulla manutenzione e sulla carica e scarica degli accumulatori, descriveremo un apparecchio carica-accumulatori di impiego generale realizzabile con componenti reperibili in qualsiasi laboratorio radio-TV.

Descrizione del circuito

Il trasformatore Tr_1 (fig. 2) trasforma la tensione di rete di 220 V al valore di 10 V oppure 15 V. L'apparecchio viene inserito o disinserito mediante l'interruttore S_1. Questo interruttore mette in funzione contemporaneamente anche la lam-

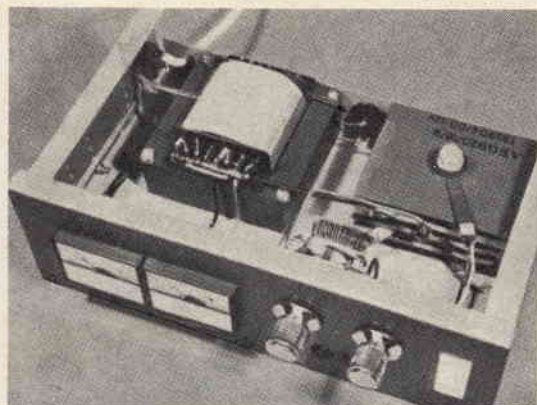



Fig. 3 - Il carica-batterie visto dalla parte superiore.

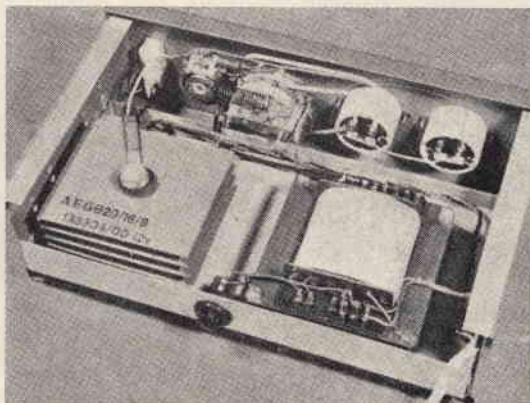
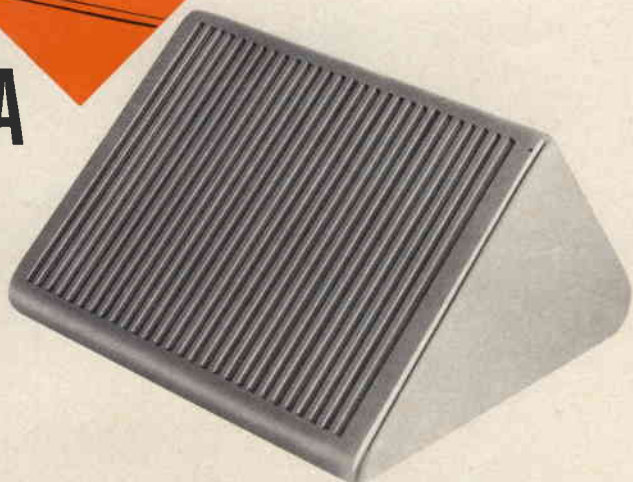



Fig. 4 - Il carica-batterie visto dal di dietro.

MUSICA MONOFONICA E STEREOFONICA

con altoparlanti supplementari

G.B.C. *italiana*

Altoparlante "G. B. C."
racchiuso in custodia
di A. B. S.
particolarmente indicato
come altoparlante
supplementare
Potenza: 2W
Inpedenza: 4 Ω
Dimensioni: 160x145x90

COLORE	PER AUTO	USO GENERALE
Grigio scuro	KK/0535-20	AA/5005-00
Bianco	KK/0535-22	AA/5010-00
Rosso	KK/0535-24	AA/5015-00

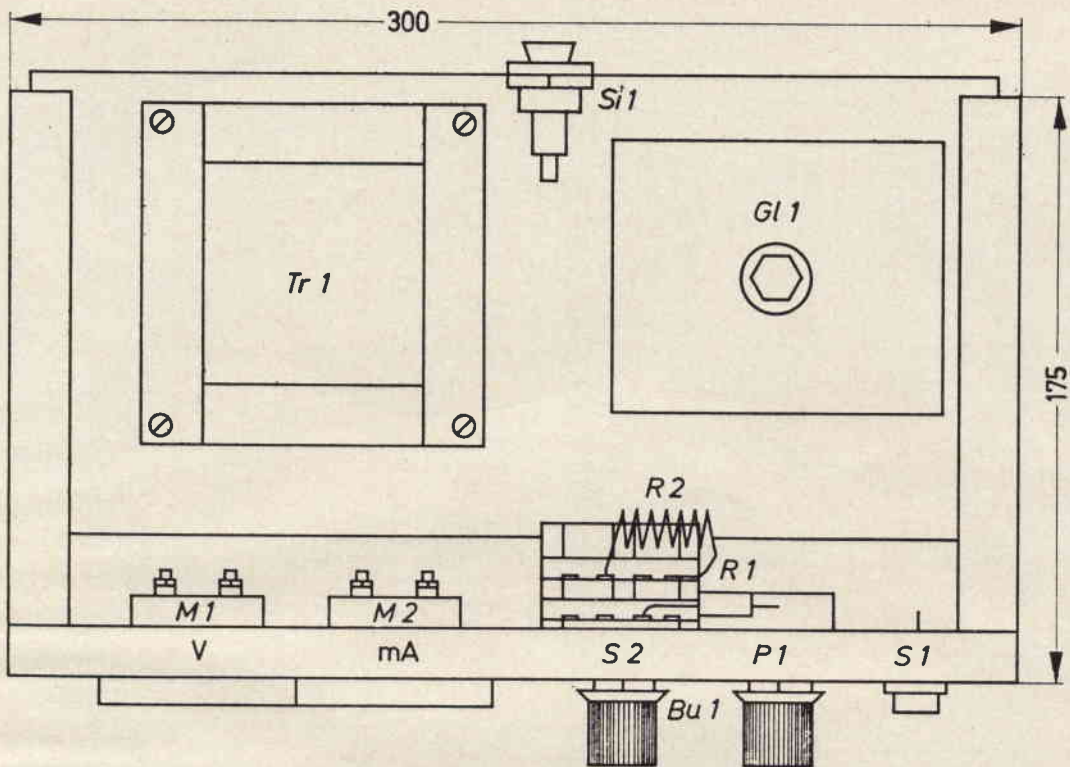



Fig. 5 - Disposizione dei componenti sul pannello anteriore e sulla piastra di montaggio.

pada al neon La_1 la quale indica la condizione di messa in funzione dell'apparecchio. Il fusibile Si_1 è da 1 A e serve a proteggere l'apparecchio da un eventuale sovraccarico.

Il secondario che produce una tensione di 15 V è formato da due avvolgimenti in parallelo capaci di sopportare ciascuno una corrente di 3,5 A. L'unica precauzione da tener presente in proposito è quella di stare attenti affinché le estremità dei due avvolgimenti di cui è costituito que-

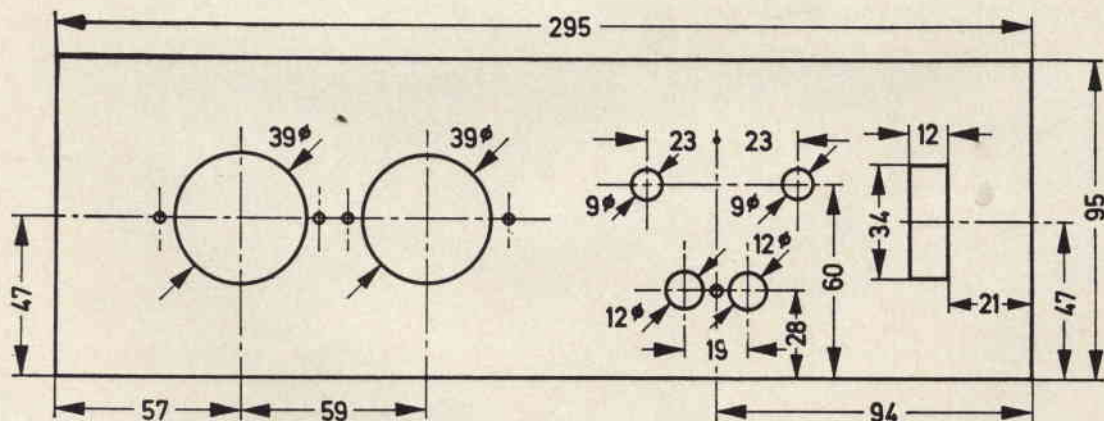



Fig. 6 - Come deve essere forato il pannello anteriore.

sto secondario risultino collegate tra di loro. Il raddrizzatore Gl_1 (AEG) è stato scelto in maniera da poter soddisfare alle prestazioni dell'apparecchio. Quando il commutatore si trova nella posizione S_2 l'apparecchio è in grado di ricaricare accumulatori di piccola potenza. Il potenziometro P_1 e il resistore in serie R_1 servono a regolare la tensione dell'apparecchio al valore richiesto per la ricarica di piccoli accumulatori. Il milliamperometro M_2 possiede un fondo scala di 60 mA. Siccome però per la ricarica degli accumulatori per auto si richiede, in generale, un valore di corrente dell'ordine di molti ampère, bisognerà porre in parallelo allo strumento un resistore di appropriato valore. Con il commutatore S_{2c} si provvede appunto ad inserire in parallelo al milliamperometro, il resistore R_2 di derivazione.

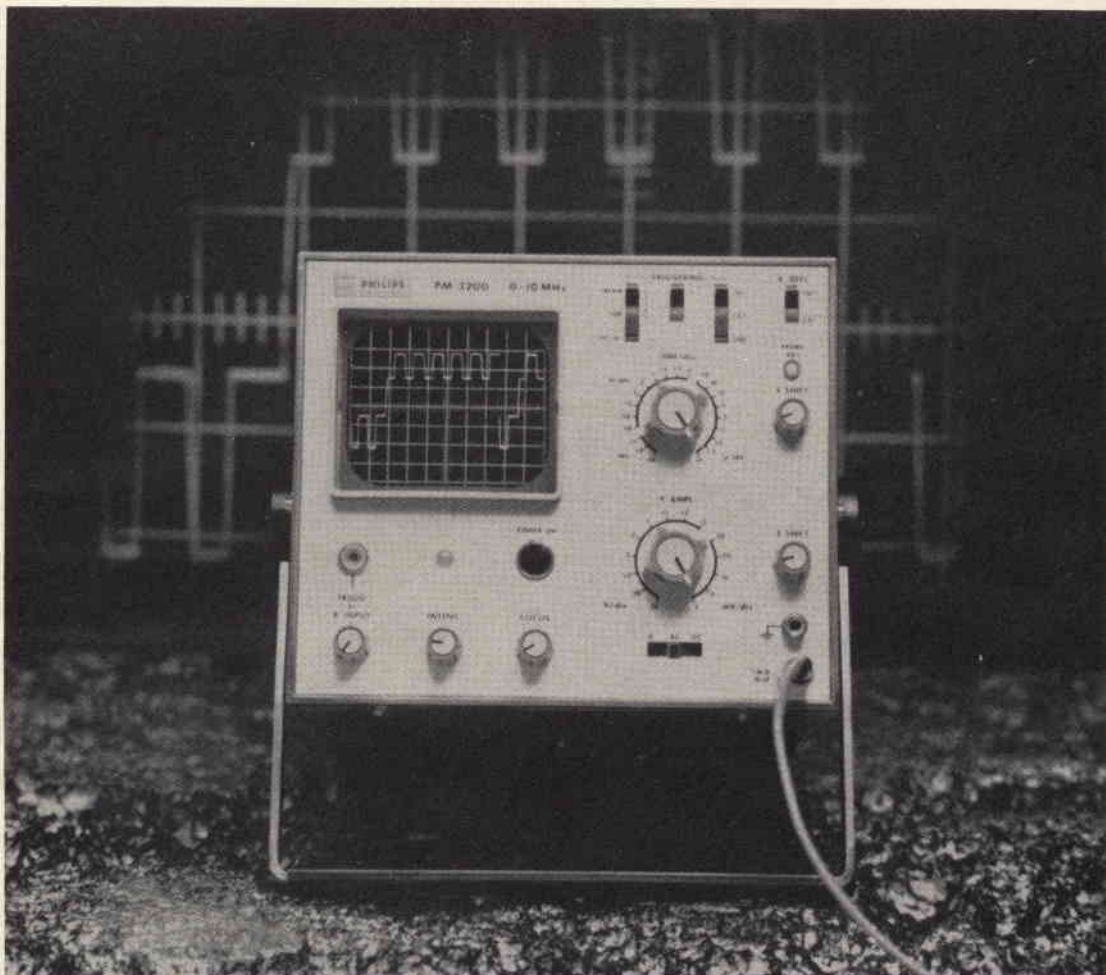
Realizzazione pratica dell'apparecchio

L'apparecchio ricarica-accumulatori viene realizzato su una piastra di metallo come appunto indicato nelle figg. 3 e 4.

In fig. 5 è riportato il piano di montaggio dei vari componenti: a sinistra è montato il trasformatore di rete, a destra si trova il ponte raddrizzatore Gl_1 e sul frontale a destra si possono vedere il commutatore S_2, il potenziometro P_1, il commutatore S_1; a sinistra, abbiamo il voltmetro M_1 e il milliamperometro M_2. Il trasformatore viene fissato allo chassis stabilmente mediante quattro viti; il fusibile viene sistemato nella parte posteriore dello chassis. Al disotto del potenziometro P_1 si trova sul pannello frontale, il morsetto di uscita dell'apparecchio. Il resistore R_2 da porre in parallelo al milliamperometro può essere realizzato mediante filo di costantana da 0,6 mm e può assumere il valore di 0,9 Ω.

Osservazioni sui componenti da impiegare

Il potenziometro P_1 è di potenza e può servire un tipo da 100 Ω. Il resistore da 82 Ω (R_1) è da 1 W. L'interruttore di rete S_1 deve sopportare una corrente di 6 A. Il voltmetro può avere un fondo scala di 15 V mentre il milliamperometro deve avere un fondo scala di 60 mA. Il ponte raddrizzatore è il tipo AEG B 10/16/9.

(Funktechnik)

E' possibile vedere 2 mV/div-10 MHz ad un basso prezzo?

Sì, con il nuovo oscilloscopio **portatile** PHILIPS PM 3200, preciso e semplice

Il PM 3200 rappresenta un notevole passo in avanti nella progettazione di un oscilloscopio a basso costo ma di alte prestazioni, di precisione e di facile impiego. Tutto ciò ad un prezzo pari a metà di quello che vi aspettereste di pagare.

Aumentate prestazioni. Misura qualsiasi segnale su una scala dei tempi fra 100 ns/div. e 0,5 s/div. Consente l'osservazione senza distorsioni di segnali di pochi millivolt o di parte di oscillogrammi la cui ampiezza è pari a 3 volte l'altezza dello schermo. Adatto per la maggior parte delle misure di routine.

Facilità di funzionamento. È possibile eseguire una misura con una traccia stabile subito dopo l'accensione; instabilità, rumore e deriva sono eliminati in tutte le normali applicazioni da un amplificatore di nuovo progetto. Bilanciamento c.c. automatico; nessun comando da regolare.

Trigger automatico. Il livello di sincronizzazione viene ricavato dal segnale e consente un funzionamento più facile e più rapido; nessun comando continuo da regolare. La base dei tempi rimane stabile fino a frequenze oltre i 10 MHz.

Portatile. Il PM 3200 è compatto, robusto e sicuro. Funziona con rete c.a., con sorgente c.c. a 24 V o con batterie ricaricabili da fissare posteriormente allo strumento.

Unico nel suo genere. L'oscilloscopio PHILIPS PM 3200 costituisce un nuovo termine di paragone per prestazioni da 0 a 10 MHz. Nuove possibilità d'impiego in tutti i campi d'applicazione, nei laboratori, nell'assistenza ad impianti ed apparecchiature, nella produzione e nell'insegnamento.
Per ulteriori informazioni richiedete le caratteristiche dettagliate.

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

Riportiamo in questo articolo alcuni semplici consigli di manutenzione da effettuare sui registratori per ottenere un funzionamento migliore e più regolare.

REGISTRAZIONE

PICCOLA MANUTENZIONE DEI REGISTRATORI

a cura di F. T.

Non vi è nessuna macchina perfetta che è in grado di fornire un lavoro continuo senza bisogno di alcuna regolazione o messa a punto.

Anche i registratori sono di questa specie, essi funzionano per delle ore senza interruzioni. Quindi a poco a poco, l'usura e lo sporco che penetra ne riducono le prestazioni. Per mantenere le caratteristiche identiche a quelle che si avevano con l'apparecchio nuovo è necessario un minimo di manutenzione.

Se la riparazione è un lavoro da specialisti, la manutenzione non esige alcuna conoscenza speciale ma un po' di pazienza e di buon senso.

La prima regola è di seguire le indicazioni del costruttore che con l'esperienza che ha del suo materiale, conosce quello che è necessario fare.

La manutenzione varia generalmente poco da un tipo di apparecchio ad un altro. I circuiti elettrici di solito non hanno alcun bisogno di manutenzione, mentre al contrario le parti meccaniche necessitano di qualche verifica.

La frequenza di funzionamento dipende dalla durata di funzionamento del registratore e dalle condizioni esterne. Per un impiego intensivo (diverse ore al giorno) in un appartamento normale, le operazioni di manutenzione devono essere effettuate regolarmente con ritmo giornaliero e con ritmo annuale.

MANUTENZIONE GIORNALIERA

Pulizia delle testine e delle guide

Le particelle di ossido magnetico che si staccano dai nastri, sporcano la testina e provocano uno smorzamento dei suoni. La pulitura regolare delle testine e delle guide con una tela sottile priva di peluria e imbevuta di una soluzione speciale adatta allo scopo permette di rimediare a questo inconveniente. Se non si dovesse trovare questa soluzione speciale, si può usare anche del normale alcool denaturato.

Controllo dei pressori

I pressori in feltro che assicurano il contatto fra il nastro e le testine di regi-

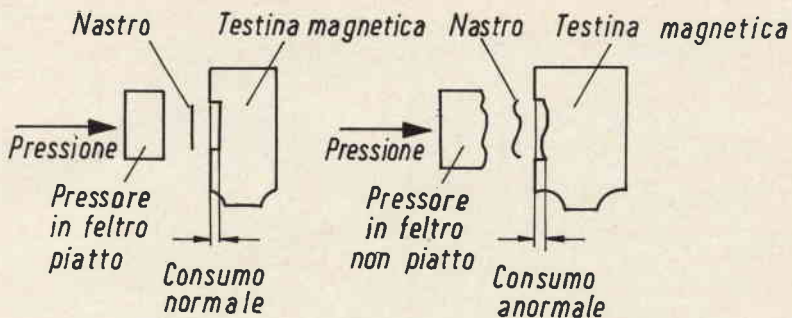



Fig. 1 - Usura delle testine magnetiche.

strazione o di riproduzione devono essere controllati attentamente.

La pressione deve essere più bassa possibile e compatibile con una buona qualità sonora.

Una pressione troppo elevata frena il nastro e aumenta l'usura delle testine. Se la pressione è troppo debole il nastro rischia di spostarsi dalle testine e i suoni acquistano un effetto « flou ».

La superficie del pressore deve essere piana e la pressione uguale su tutta la superficie. In caso contrario l'usura sarà irregolare (fig. 1). Le testine non conservano le loro prestazioni che per un'usura regolare calcolata dai costruttori. I registratori professionali sono sprovvisti di questi pressori.

Smagnetizzazione

Lo svolgimento continuo del nastro magnetico contro le guide e le testine finisce per magnetizzare anche queste. Questo fenomeno interessa in modo particolare la riproduzione dei suoni acuti. Ogni settimana, le guide e le testine saranno sottoposte al campo di uno smagnetizzatore che si farà passare lentamente sulle superfici metalliche in contatto con il nastro.

Si deve fare attenzione di allontanare i nastri magnetici da questo apparecchio per evitare di cancellarli.

MANUTENZIONE OGNI SEI MESI
Regolarità di svolgimento

Col tempo, il grasso secca e si ossida lentamente, la polvere penetra un po' dappertutto nell'apparecchio, le cinghie si deteriorano e si ungono di grasso, ecc.

Insensibilmente la regolarità del funzionamento diminuisce, e aumentano i difetti.

— Per prima cosa si tolga la polvere dalle parti meccaniche con una tela asciutta poi si tolga accuratamente il grasso dalle pulegge, dai rulli di trascinamento e dai pressori, ecc. con dell'alcool denaturato.
— Si tolga quindi il grasso secondo le indicazioni del costruttore dai diversi assi con olio poco fluido di buona qualità.

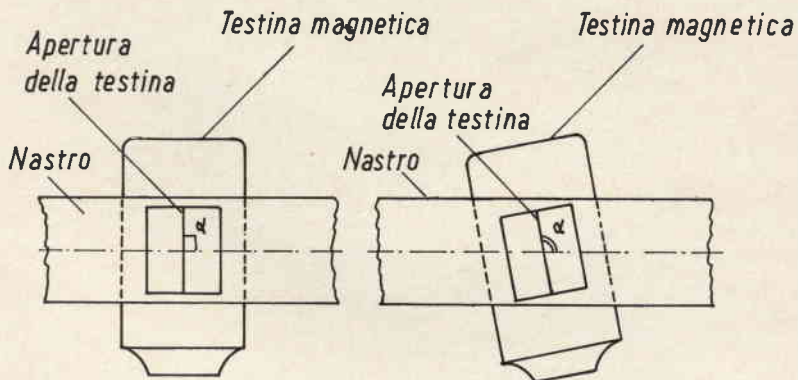



Fig. 2 - Regolazione delle testine magnetiche. a) Regolazione esatta, l'angolo α è retto; b) regolazione inesatta, l'angolo α non è più retto.

— A questo punto si rimontino le cinghiette, verificando che siano tese in modo corretto e non slittino. Per fare questo si metta un riferimento sulla cinghia e si constati che in rotazione il riferimento non si sposti dal punto in cui è stato messo.

La pressione del rullo di trascinamento ha una grande importanza. Essa è regolata perché il nastro più sottile non subisca alcuna deformazione e si svolga regolarmente. Questa pressione deve essere costante e i rulli eccentrici devono essere sostituiti.

Il freno della bobina di svolgimento deve essere dolce e il trascinamento a frizione della bobina ricevente regolare. Quando queste verifiche sono terminate e il cambiatensione collegato alla tensione esatta, il registratore deve funzionare alla sua velocità normale senza una variazione apprezzabile. Questo si verifica facilmente con un nastro stroboscopico, oppure con un nastro musicale che sia stato registrato in modo corretto.

Livellamento

La regolazione del livellamento delle testine di riproduzione e di registrazione o della testina unica registrazione-riproduzione permette di mettere la finestrella esattamente a 90° dell'asse del nastro. Dalla precisione del livellamento dipende la risposta alle frequenze elevate (fig. 2).

Questa operazione è già più delicata. Se la vite o il dado di regolazione del livellamento si trova su un piano o sull'apparecchio, non vi è alcun problema. Questa vite deve essere ruotata in un senso o nell'altro. Nel caso non si trovasse alcun elemento è necessario ricorrere a una persona esperta che sia in grado di fare questa operazione. Sui registratori semplici, le testine non sono munite che di due viti di cui una è destinata alla regolazione del livellamento (fig. 3).

Per effettuare questa regolazione si usa un nastro registrato in modo corretto alla velocità più lenta possibile e sempre a una frequenza sinusoidale elevata (5.000 Hz a 4,75 cm/s, oppure 10.000 Hz a 9,5 cm/s, oppure 15.000 Hz a 19 cm/s).

Nel caso non si trovassero in commercio questi nastri, si potrà facilmente registrarne uno con un registratore munito

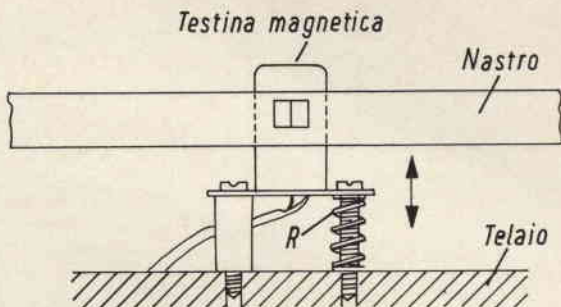



Fig. 3 - Esempio di fissaggio semplice di una testina magnetica. La vite di sinistra non è destinata a una regolazione, nel caso venga svitata, la testina verrebbe allentata. La vite di destra permette di regolare l'altezza di uno dei lati della testina, dunque la sua inclinazione rispetto al nastro. La molla R facilita la cosa.

di uno strumento che dia la tensione di uscita calibrata e con un generatore di bassa frequenza.

Per provare un apparecchio che giri a 9,5 cm/s, il nastro di prova comporterà per esempio:

— Cinque minuti a 10.000 Hz per il livellamento.
— Cinque minuti a 70 Hz per meglio sentire il suono difettoso.
— Diverse volte trenta secondi di registrazione a livello costante di frequenze comprese fra 100 e 10.000 Hz per una verifica rapida della banda passante del registratore.

Il nastro di prova viene dunque usato sul tratto registrato a frequenza elevata.

Un voltmetro in alternata che funziona alla frequenza scelta per la prova è col-

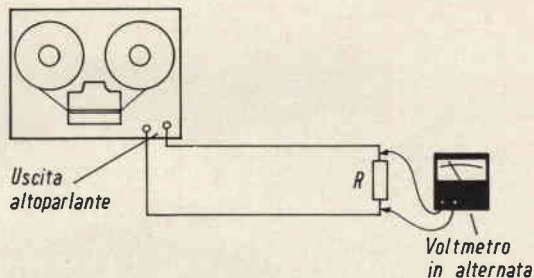



Fig. 4 - Circuito per la regolazione del livello. La resistenza R ha lo stesso valore dell'impedenza dell'altoparlante. Se l'impedenza dell'altoparlante è di 8 Ω, R sarà una resistenza di 8 Ω o due resistenze da 16 Ω in parallelo, ecc. Il livello sonoro regolato fra i 100 e i 200 mW sarà più che sufficiente.

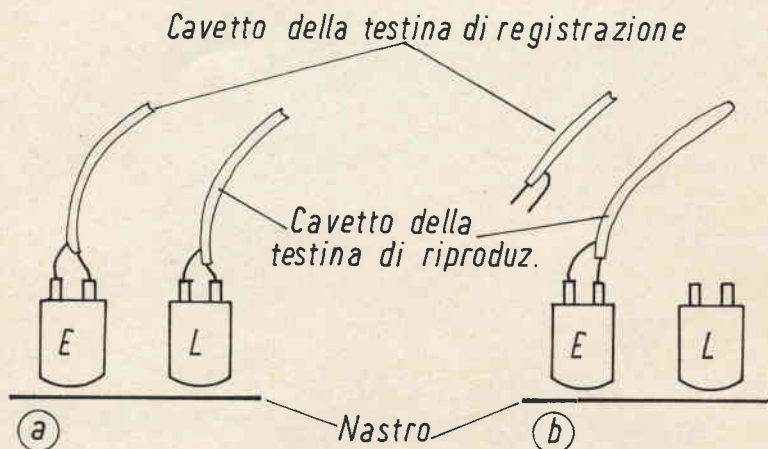



Fig. 5 - a) circuito originale; b) testina di registrazione usata come testina di riproduzione.

legato all'uscita del registratore, per esempio ai capi « altoparlante », essendo l'altoparlante sostituito da una resistenza dello stesso valore della sua impedenza.

Si gira lentamente in un senso o nell'altro, di due giri la vite del livellamento per ottenere un massimo di deviazione sul voltmetro durante lo svolgimento del nastro. La testina di riproduzione è allora posta a livello esatto (fig. 4).

La testina di registrazione è spesso diversa dalla testina di riproduzione. Il metodo più semplice per regolarla è quello di usare una testina di riproduzione con il nastro di prova:

— Si dissaldino i fili delle testine di registrazione e di riproduzione.
— Si saldino alla testina di registrazione i fili della testina di riproduzione (fig. 5).
— Si proceda al livellamento mettendo il nastro come indicato in precedenza.
— Si ricolleghino i fili al loro posto di origine.

La risposta in frequenza

Si verifica che la curva di risposta in riproduzione è pressappoco lineare riprendendo il montaggio di fig. 4 e lasciando svolgere il nastro campione registrato a livello costante e a frequenza critica o a diverse frequenze fra 70 e 10.000 Hz (per 9,5 cm/s). Il voltmetro deve indicare una tensione pressappoco costante.

Se le operazioni suddette non danno i risultati sperati sarà bene ricorrere a un tecnico specializzato.

Manutenzione annuale

Tutti gli anni il registratore subirà una verifica più approfondita, da parte questa volta di un tecnico.

Un anno di funzionamento intenso rappresenta da 1.500 a 2.000 ore di funzionamento.

Secondo i casi, le testine durano da 1.000 a 3.000 ore e quindi dopo questo periodo si dovranno sostituire. Tutti gli organi maggiormente usati dovranno allora essere cambiati specialmente i potenziometri che rischiano di provocare dei fastidiosi rumori.

Le cifre date in precedenza sono valide per un impiego costante del registratore. Per un impiego più limitato anche la manutenzione sarà più ridotta.

Si devono sempre rispettare comunque le condizioni date dal costruttore:

— Tensione di alimentazione esatta.
— Evitare gli urti, e lo svolgimento del nastro in una posizione diversa da quella stabilita.
— Manipolare le parti meccaniche con cura.
— Non lasciare l'apparecchio a una tensione troppo elevata.
— Usare dei nastri corrispondenti al tipo dell'apparecchio.
— Lasciare liberi i fori di aerazione negli apparecchi a valvole.

Se si seguono queste semplici note, un buon registratore funzionerà per anni con grande soddisfazione dell'utilizzatore.

(Da « Le Haut-Parleur » 1252 »)

Vediamo in questo articolo il ruolo che il braccio di un giradischi assume nel comportamento generale di un complesso ad alta fedeltà.

IL BRACCIO DEL GIRADISCHI

a cura di F. Foresail

I bracci di riproduzione che sopportano la testina del fonorivelatore sono degli elementi che sembrano estremamente semplici e sembrano sempre dover assicurare automaticamente dei risultati sufficienti. Esistono dei bracci di riproduzione molto complessi di alta qualità e molto costosi ed è a poco a poco che si è scoperta la loro importanza.

Il braccio rotante abituale è, in effetti, un dispositivo non molto perfetto dal punto di vista meccanico; siccome la puntina descrive una traiettoria curva, e si sposta dalla periferia fino al centro, è matematicamente impossibile che essa possa oscillare perpendicolarmente all'asse del solco, qualunque sia la sua posizione.

Questo risultato non è ottenuto in maniera esatta che per una sola posizione mediana; si dovrebbe avere una lunghezza infinita del braccio di riproduzione per evitare questo difetto chiamato « errore di pista »; in ogni caso più il braccio è lungo, meno il difetto è accentuato; questo perché, è necessario avere una distanza minima da 20 a 25 cm fra la puntina di riproduzione e il perno del braccio. Tutti gli spostamenti difficili del braccio, tutti i movimenti anormali dello stesso, compresi i giochi della meccanica ha immediatamente una influenza molto dannosa sulle vibrazioni della puntina di riproduzione che percorre i solchi del disco (figg. 1 e 2).

Sotto questo rapporto, il fonocaptatore a spostamento rettilineo che segue un diametro del disco, usato sugli apparecchi vecchi, era superiore, poiché la puntina conservava costantemente il suo orientamento rispetto alle direzioni dei solchi. Vediamo questo sistema vecchio, non solo usato ancora sulle macchine da scrivere, ma su dei giradischi professionali. I bracci di buona qualità sono stati per molto tempo, molto rari sui giradischi d'amatore; i progressi in questo campo sono notevoli e l'alta fedeltà di riproduzione è dovuta in gran parte alla loro qualità.

Il braccio deve essere perfettamente

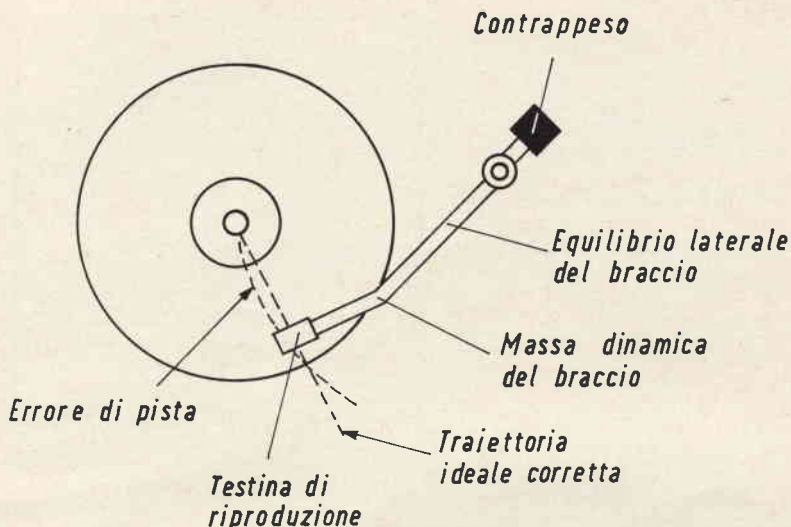



Fig. 1 - Esempio di giradischi con braccio curvo.

equilibrato in tutte le posizioni e in tutte le direzioni del suo movimento. L'asse verticale, attorno al quale esso gira, deve assicurare il minimo attrito; l'asse orizzontale deve passare dal centro di gravità del braccio e crescere con l'asse verticale di rotazione. L'equilibrio deve essere rigoroso con una massa uguale da una parte e dall'altra dell'asse verticale, per evitare tutti gli effetti di bilanciamento se si produce una inclinazione laterale del giradischi. L'equilibrio del braccio nel piano orizzontale non è meno necessario.

La forza esercitata dalla puntina sul solco deve essere perfettamente determinata; questo si ha perché normalmente il peso del braccio è equilibrato per mezzo di un contrappeso posto dietro l'asse orizzontale e di preferenza, ciò che permette l'impiego delle testine di riproduzione di diverso peso e la regolazione della forza di pressione sui dischi. Esistono così dei bracci nei quali l'equilibrio è ottenuto per mezzo di una molla a tensione variabile.

I contrappesi ausiliari permettono di determinare, con l'aiuto di una graduazione la forza con la quale la puntina si appoggia sul disco e che è valutato in grammi/forza su una gamma abitualmente mente da 0,3 a 2 a 3. La forza d'appoggio dipende evidentemente dal tipo di cellula adottato.

Ma questo braccio più o meno pesante può ancora presentare un fenomeno che ritroviamo ancora qui, la risonanza propria nel campo delle frequenze udibili, ciò che rischia di produrre dei rumori parassiti e dei disturbi su alcune frequenze.

Ogni braccio presenta una caratteristica di risonanza propria dipendente dal materiale di cui è costruito e alla sua costruzione. Questa risonanza si può combinare con quella dell'elemento mobile della testina di riproduzione e produrre così un picco di risposta di risonanza molto fastidioso nella gamma delle frequenze molto basse.

Normalmente questo effetto di risonanza si produce al di sotto della gamma musicale vale a dire al di sotto di 20 Hz, ma per la sua sola produzione può aumentare il ronzio del giradischi.

Inoltre, se si accentua questa risonanza, combinata o no, con il ronzio, si può determinare un sovraccarico e una distorsione che si ripercuote in tutti i dispositivi di riproduzione. Questo fenomeno può anche determinare dei salti della puntina, che lascia momentaneamente un solco e salta sulla spirale vicina, a rischio di produrre delle rigature che determinano più o meno rapidamente la rottura del disco.

I salti da un solco all'altro possono essere attribuiti alla risonanza del braccio e della testina, molto più che a un difetto di montaggio dell'insieme del piatto. Un giradischi montato con un braccio risonante su una frequenza molto bassa esige evidentemente un montaggio ancora più accurato. Il punto di risonanza non deve in ogni caso determinare, un rinforzo locale superiore a 5 o 6 dB.

Lo smorzamento non costituisce un rimedio soddisfacente; è impossibile aumentare l'attrito del dispositivo rotante che è allora misurabile e deve essere dell'ordine di circa 25 mg.

Il fenomeno dello skating

Un altro fenomeno troppo trascurato e che può diminuire la qualità elevata ricercata dagli amatori esigenti è lo skating; la rotazione del disco determina una forza centripeta che tende a spostare la puntina di riproduzione durante la rotazione. Questo è il fenomeno chiamato skating: un braccio che gira tende, in effetti, ad essere spostato verso il centro del piatto. Questa tendenza dello skating si esercita sulla puntina di riproduzione e aumenta la forza che si esercita sulla parete interna del solco, rispetto a quella prodotta sulla superficie esterna. Se questo fenomeno aumenta, la spinta ineguale determina anche una risposta ineguale, per la riproduzione dei dischi stereofonici; questo aumenta l'usura del disco in modo ineguale, con una parete dei solchi più consumata dell'altra.

Per compensare questa forza parassita, una coppia trasversale o antiskating deve applicare una forza contraria applicata sulla puntina, in modo da equilibrare la pressione esercitata sulla parete del solco.

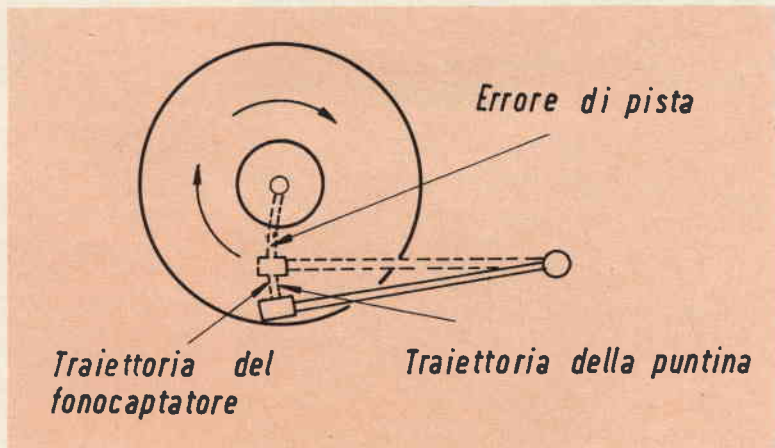
Questo dispositivo perfezionato ha una importanza particolare quando si usa una puntina conica molto stretta e molto fine o una puntina ellittica in un fonorivelatore a complianza elevata. Si trovano oggi dei bracci che sono muniti di un sistema automatico di questo genere e molti sono regolati al momento della fabbricazione in modo da ottenere questo risultato.

Come giudicare la qualità.

I dettagli che vediamo ora sulle caratteristiche e i progressi dei giradischi mostrano l'importanza molto spesso trascurata dei dettagli di costruzione per assicurare un ascolto musicale veramente di qualità. Questi sono solamente degli esempi di caratteristiche necessarie, perché si dovrà anche studiare nello stesso modo, non solo tutte le maglie della catena, ma anche tutti i componenti distinti di queste maglie.

Questo studio molto dettagliato ci porterà all'inizio a studiare la possibilità di realizzare gli elementi sonori essenziali, con l'aiuto di componenti distinti di qualità molto elevata. Si potrà adottare, per esempio, un piatto di riproduzione separato scegliendo a parte un braccio di riproduzione e la testina che deve essere montata sul braccio; potremo anche ottenere una combinazione di qualità molto elevata.

Ma, in pratica, questo è raramente necessario perché i costruttori di apparecchi alta fedeltà cercano di riunire tutti questi elementi di qualità sullo stesso complesso. Questi complessi possono però ricevere degli accessori supplementari e cartucce di fonorivelatori di diverso modello. In ogni modo, resta sempre da giudicare la qualità. Se non si hanno a disposizione degli apparecchi di misura precisi e costosi, riservati ai complessi professionali, sarà molto difficile giudicare a orecchio.

Fig. 2 - Esempio di giradischi con braccio diritto.

Per ottenere una indicazione efficace ed effettuare una prova valida, sia nel nostro salotto, sia dal rivenditore, si devono prima definire i principali punti che dobbiamo esaminare, la natura dei difetti da evitare e scegliere le registrazioni che possono permettere di mettere questi difetti in evidenza

In caso di constatazione di questi difetti, è bene anche provare a rendersi conto della causa probabile, vale a dire localizzare la maglia difettosa della catena.

Vediamo ora quale registrazione e quale regolazione scegliere.

All'inizio, il livello sonoro ha poca influenza sulla qualità assicurata da una cassa acustica al di sotto di un certo regime limite.

Questo perché le installazioni potenti sembrano funzionare meglio a un livello elevato e le distorsioni prodotte dalle casse non si manifestano in modo uguale per tutti i programmi. Questa è una ragione per la quale alcuni rivenditori fanno sempre funzionare le loro installazioni a grande potenza usando solo dei dischi di musica ben determinati. In ogni caso, vedremo prima la riproduzione dei suoni molto bassi, che risultano molto difficili da ottenere.

Useremo una registrazione ben scelta di organo o di pianoforte; ogni abbassamento anormale può essere dovuto sia all'amplificatore e alla cellula del fonorivelatore che alla cassa acustica.

Per giudicare la qualità generale dei suoni bassi e l'assenza dei fenomeni parassiti come le scie sonore e i suoni cupi, useremo allo stesso tempo una registrazione di contrabbasso o di grancassa, oppure di pianoforte con note basse, oppure ancora un cantante « basso ». La qualità dei suoni medi è ancora più facile da ottenere; l'ascolto può presentare un timbro metallico fastidioso o dei suoni vibranti che ricordano quelli di uno zufolo o di un megafono; utilizziamo in questo caso le registrazioni di un violino o di canti e parole con timbro molto acuto.

La risposta ai transitori, vale a dire la qualità degli attacchi musicali ha una importanza essenziale; per il controllo si useranno delle registrazioni di chitarra, di clavicembalo, di arpa, di batteria, di pianoforte sugli acuti, oppure di voci molto acute.

(Da « Le Haut-Parleur » 1250)

TESTINA DI LETTURA A CELLULA FOTOELETTRICA

ALTA FEDELTA'

Dopo che la casa giapponese Stax ha utilizzato con successo, nella testina di lettura CDS40 E, un principio analogo a quello del microfono a condensatore, la casa Toshiba ha appena messo a punto un trasduttore foto-elettrico, basato sull'impiego di foto-transistori associati ad un sistema ottico di una semplicità estrema. Questa realizzazione prova che in Giappone si è deciso di scartare i sentieri ormai battuti per applicarsi invece alle testine di lettura funzionanti secondo principi diversi da quelli usati finora. Disgraziatamente queste testine non sono ancora disponibili, se non in qualche paese europeo, in Germania specialmente, ove essi sono oggetto di studio e di misura. I risultati di queste osservazioni sono stati pubblicati su diverse riviste tedesche (« Funkschau » e « HI-FI stereophonie »). Questi risultati sono particolarmente interessanti e si potrà constatarlo alla lettura di questo articolo che fa le sintesi delle informazioni raccolte sulle colonne dei giornali citati.

Nella testina di lettura Toshiba C-100 P si impiegano dei fototransistori per convertire le variazioni di intensità di un fascio luminoso in variazioni di tensione elettrica. Per evitare ogni malinteso, precisiamo che si ha a che fare con un trasduttore fotoelettronico, non si tratta, contrariamente a ciò che il suo nome potrebbe lasciar credere, di un decodificatore delle informazioni musicali incise sui solchi dei dischi; il che renderebbe il diamante superfluo. La testina di lettura è provvista senza dubbio di un porta-puntina e di un diamante. Essa non si distingue dunque, sotto questo punto di vista, dalle altre testine di lettura e la modulazione dei solchi è letta secondo il procedimento classico. Come controparte però sono le oscillazioni meccaniche del porta-puntina che provocano, mediante un dispositivo intermediario, delle variazioni di intensità luminosa trasformate in oscillazioni elettriche.

Struttura e principio della cellula lettrice a fototransistori

L'anima del sistema è il dispositivo che permette di trasformare le oscillazioni meccaniche del porta-puntina in variazioni di intensità luminosa.

Per questo, la luce prodotta da una piccola lampadina a filamento incandescente, focalizzata per mezzo di uno specchio, è proiettata su un piccolo schermo opaco, provvisto di due sottili fessure dietro ciascuna delle quali è disposto un fototransistor (fig. 1). Il porta-puntina è sospeso su un supporto in caucciù (o in materiale plastico) e sull'estremità opposta della puntina è fissata una piccola placchetta, anche essa opaca, munita di due fessure che sono di fronte a quelle dello schermo.

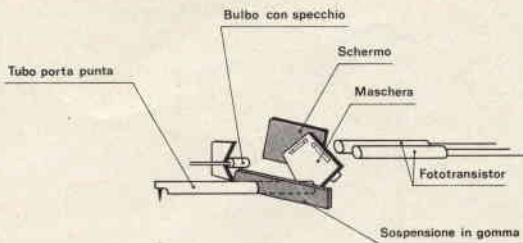



Fig. 1 - Principio del sistema foto-elettronico incorporato nella testina di lettura. Al fine di non complicare il disegno, non sono state rappresentate le fessure dello schermo fisso.

Quest'ultimo, molto leggero, costituisce in effetti, una « maschera » mobile. Il supporto in caucciù presenta una viscosità che è determinante per il movimento della puntina e per lo smorzamento. Il funzionamento è facile da capire. Quando la puntina è disposta sul solco di un disco e questo gira, la puntina oscilla meccanicamente. Queste oscillazioni modificano più o meno la posizione delle due fessure della « maschera » rispetto alle due fessure dello schermo fisso dietro ciascuna delle quali, l'abbiamo visto, si trova un fototransistor. Ne risulta un'intercezione più o meno accentuata della intensità luminosa emessa dalla lampadina, cioè una variazione della luminosità ricevuta da ogni fototransistor e di conseguenza una variazione della tensione prodotta.

Riassumendo, le variazioni meccaniche della puntina di lettura sono trasformate in variazioni dell'intensità luminosa, le quali sono a loro volta convertite in variazioni di tensione. Beninteso, ogni fototransistor corrisponde ad un canale, destro e sinistro, della riproduzione stereofonica. Conviene aggiungere che le oscillazioni della « maschera » corrispondono alle variazioni provocate dai solchi della incisione stereofonica a 45°.

La separazione dei canali è ottenuta con una disposizione delle due fessure a 45° rispetto alla verticale e con una lunghezza più grande di quella delle fessure dello schermo fisso.

In tal maniera, l'allargamento o il restringimento del flusso luminoso ottenuto, corrisponde ad una variazione dell'intensità luminosa ricevuta da ciascun fototransistor.

Circuito elettronico

Nella cassetta della testina di lettura, dalla parte anteriore, è disposta la lampadina, la cui luminosità è orientata tramite una lente, in maniera tale che essa raggiunga le fessure della « maschera », poi quelle dello schermo fisso e infine i due fototransistori.

Questi ultimi sono provvisti, sulla loro faccia frontale, di una lente fortemente convergente, di diametro inferiore a quello della testina di uno spillo, in modo che il loro elemento fotosensibile riceva un minuscolo raggio luminoso.

Le variazioni di intensità luminosa che essi ricevono sono convertite in variazioni di corrente di ampiezza proporzionale e di frequenza identica a quelle che sono prodotte dal solco del disco. I fototransistori sono collegati secondo un montaggio simmetrico (fig. 2). Il loro emettitore è a massa (polo positivo dell'alimentazione); il loro collettore è collegato, tramite una resistenza di carico, al polo negativo di quest'ultima.

Le variazioni di intensità luminosa che essi ricevono rispettivamente producono dunque, ai terminali di questa resistenza, una variazione di tensione amplificata.

Questi due fotoelementi sono appaiati. Nel loro punto di funzionamento, essi presentano una linearità tale che, per la prima volta con una testina di lettura, il coefficiente di distorsione a 1.000 Hz è inferiore allo 0,65%. C'è ancora da notare che, quando c'è da cambiare la puntina di lettura, tutto l'equipaggio mobile (porta-punta, « maschera » e schermo fisso) deve essere sostituito. Queste operazioni non sollevano alcune difficoltà da parte dell'utente.

Dispositivi annessi

I fototransistori esigono per il loro funzionamento una tensione continua di 20 V; la lampadina ne richiede una di 2 V. Tali tensioni sono ottenute grazie ad un piccolo alimentatore stabilizzato. D'altra parte i segnali prodotti dai fototransistori sono di ampiezza troppo debole per collegare un amplificatore stereofonico.

Un doppio preamplificatore si rende dunque necessario; esso è realizzato con dei transistori ad effetto di campo ed è provvisto di circuiti correttori, al fine di

tener conto della caratteristica di incisione dei dischi. D'altra parte, esso è concepito in maniera tale che le leggere dissimmetrie del trasduttore possono essere compensate con la correzione di uno dei canali stereofonici. L'insieme è disposto in un contenitore speciale o può essere sistemato sotto lo chassis del tavolo di lettura.

Esso contiene inoltre un correttore che agisce sui segnali perché essi possano essere applicati all'ingresso « fono » di un trasduttore magnetico di un amplificatore. D'altronde, la tensione della testina di lettura Toshiba è amplificata, in maniera che possa essere applicata ad ogni ingresso di amplificatori a livello elevato e non siano introdotte distorsioni. L'alimentatore è fornito anteriormente di una apparecchiatura indicatrice e di un commutatore. Quando si piazza quest'ultimo sulla posizione « misura » (meter), si può allora procedere a due controlli:

1) Della migliore forza d'appoggio (pressione della puntina di lettura), che è indicata dall'ago dello strumento quando si dispone nella zona verde. La posizione delle fessure della « maschera » rispetto a quelle dello schermo fisso dipendono, evidentemente, dalla forza di appoggio. Il sistema è costruito in modo da ottenere la sovrapposizione completa e uguale di queste ultime, di conseguenza il flusso luminoso massimo, quando la forza di appoggio è di circa 3 p (pond equivalente ad 1 grammo-peso). Se l'ago si dispone nella zona verde, vuol dire che in corrispondenza si ha una forza d'appoggio di 1,2 ÷ 1,7 p.
2) Dell'uguaglianza dei livelli dei due canali, che è verificata manovrando il commutatore, in modo che l'ago dello strumento indichi la stessa deviazione per il canale destro e quello sinistro.

Aggiungiamo che, sotto il contenitore, sono accessibili tre manopole che servono, una a regolare il livello di uscita delle cellule fotoelettriche, le altre due a realizzare l'uguaglianza del livello dei due canali.

Caratteristiche tecniche

Le caratteristiche tecniche di questa testina di lettura sono riassunte nella tabella I. Esse permettono di apprezzare i vantaggi presentati da questo sistema. In primo luogo bisogna notare, il coefficiente di trasmissione (sensibilità) elevato. Quest'ultimo infatti di 14,5 mV/cm/s è più di 10 volte superiore a quello degli altri apparecchi del genere di gran classe. All'uscita del preamplificatore, questo coefficiente passa a 40 mV/cm/s, cosicché si può collegare direttamente un amplificatore ad alta fedeltà.

Più interessante ancora del coefficiente di trasmissione è la larga gamma lineare di frequenza del dispositivo. Grazie alla grande leggerezza della « maschera » ed alla rigidità del « porta-puntina », il limite superiore di frequenza è di 40 kHz.

L'elasticità di 3×10^{-6} cm/dina, in senso orizzontale ed in senso verticale, per-

Fig. 2 - L'insieme elettronico comprende la lampada, due fototransistori montati simmetricamente, collegati ciascuno ad un preamplificatore a transistori ad effetto di campo. I due preamplificatori corrispondono alle tracce destra (D) e sinistra (S).

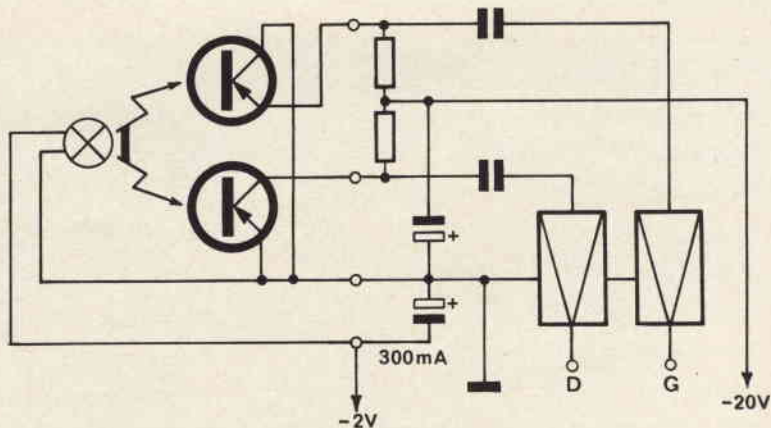
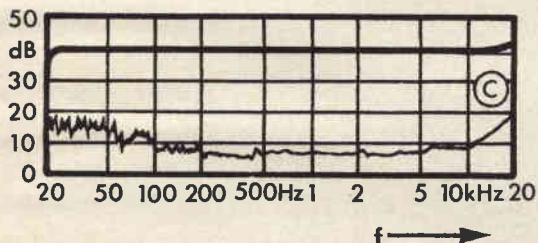
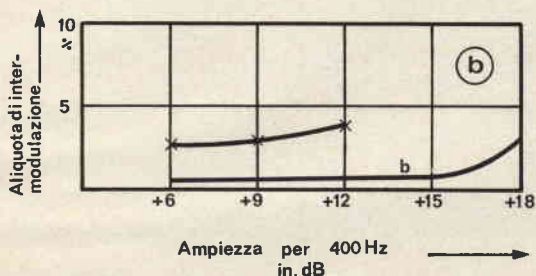
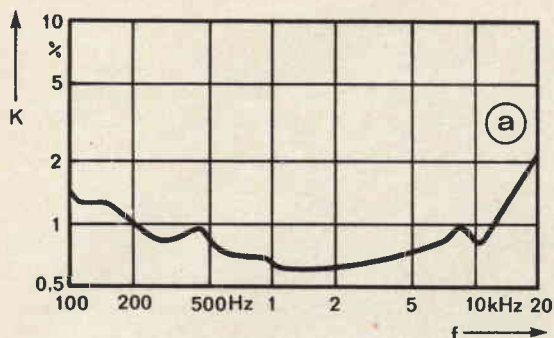



Fig. 3 - Queste tre curve rilevate con la testina di lettura a fototransistori rappresentano il valore del coefficiente di distorsione di non-linearità in funzione della frequenza (a); il tasso di intermodulazione in percento per 400 e 4.000 Hz con un riferimento in ampiezza di 0 dB per 4.000 Hz corrispondente a $1,12 \times 10^{-3}$ cm (b); la banda passante (in alto) e la diafonia tra 20 Hz e 20 kHz (c).

mette di ottenere una lettura impeccabile fino a 20 kHz, per forze d'appoggio uguali o inferiori ad 1 p.

Forza d'appoggio

Abbiamo visto precedentemente che la sovrapposizione delle fessure, dunque il flusso luminoso massimo ricevuto dai fototransistori, è ottenuta con una forza di appoggio dell'ordine dei 3 p. La corrente di riposo dei fototransistori, che è funzione di quest'ultima, è misurabile e questo l'abbiamo anche visto; il che corrisponde alla posizione dell'ago dello strumento di misura nella zona verde, che si estende da 1,2 p a 1,7 p e costituisce la forza d'appoggio ottimale per la lettura dei dischi normali. Tuttavia, conviene aggiungere che, per una forza d'appoggio di 0,5 p, si può ancora ottenere un buon risultato con dei dischi normalmente incisi.

Montaggio della cella

Le dimensioni di questa testina di lettura sono conformi alle norme internazionali. La cella può essere montata sui normali bracci in commercio, perché essa rispetta le norme E.I.A.

Il contenitore, malgrado il suo diametro di 2,6 cm, non è occupato che ad un quarto del suo volume dal sistema di lettura propriamente detto; gli altri tre quarti assicurano la dissipazione del calore prodotto dalla piccola ampolla incandescente. Come abbiamo in precedenza indicato, quando si deve cambiare la puntina per l'usura, si sostituisce anche la « masche-

TABELLA I	
Gamma di frequenza:	**20 ÷ 40.000 Hz**
Attenuazione di diafonia ad 1 kHz:	**32 dB**
Sensibilità:	**14,5 mV/cm**
Sensibilità dopo il preamplificatore:	**40 mV/cm**
Massa effettiva:	**0,3 mg**
Elasticità:	**30×10^{-6} cm/dina**
Forza d'appoggio minima:	**0,5 p circa**
Peso del sistema:	**11,5 g**
Puntina:	**Ellittica con raggi 20,3 μm e 7,6 μm**

ST-5600 TA-1010
SONY

ST - 5600

TA - 1010

Il nuovissimo sintonizzatore FM stereo FM-AM ST-5600 unito al nuovo amplificatore stereo TA-1010 costituisce la combinazione ideale per ottenere un' ottima ricezione e riproduzione stereo HI-FI ad un prezzo eccezionale!

I mobili in legno di linea moderna e i pannelli comandi progettati in modo razionale armonizzano meravigliosamente in qualsiasi ambiente.

Se volete conoscere cosa sia veramente la stereofonia non vi resta che ascoltare il TA-1010 unito al sintonizzatore ST-5600.
Se poi desiderate possedere un completo impianto HI-FI di eccezionali caratteristiche non dovete che aggiungere a questi due stupendi apparecchi il giradischi stereo PS-1800, due diffusori acustici SS-103 e una cuffia stereo DR-5A.

ST-5600
19 transistor + 1 FET + 18 diodi • Gamma di sintonia: FM 87 ÷ 108 MHz; AM 530 ÷ 1.605 kHz • Frequenza intermedia: FM 10,7 MHz; AM 455 kHz • Risposta di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz ± 1 dB • Distorsione armonica 0,4% • Impedenza d'antenna: 300 Ω bilanciati • Sensibilità: 2 μV a 30 dB S/N • Separazione tra i canali: 38 dB a 400 Hz • Alimentazione universale c.a. • Dimensioni: 420 x 123 x 265
ZA/1270-00

Prezzo netto imposto: L. 105.000

TA-1010
29 transistor + 5 diodi • Potenza d'uscita: 15 + 15 W con distorsione armonica 0,5% • Risposta di frequenza: 25 ÷ 40.000 Hz + 0 - 3 dB • Rapporto segnale/disturbo: 70 dB • Impedenza: 8 Ω • Alimentazione: universale c.a. • Prese per fono 2, sintonizzatore, registratore, aux 2, altoparlanti e cuffia • Dimensioni: 420 x 123 x 265
ZA/1300-00

Prezzo netto imposto: L. 118.500

CATALOGO A RICHIESTA

A CURA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

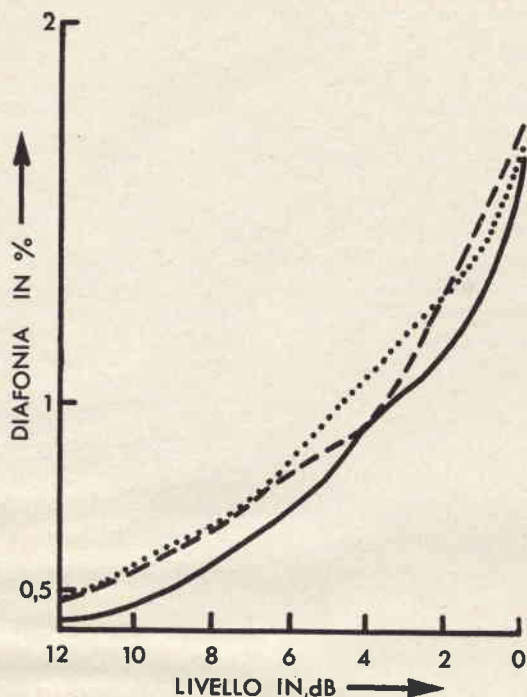



Fig. 4 - Intermodulazione (diafonia) in funzione della forza d'appoggio in pond e del livello, per le frequenze 300 e 3.000 Hz.

ra » e lo schermo fisso. Questa operazione permette di conservare una impermeabilità completa e, di conseguenza, una buona protezione dalla luce esterna.

Misura sulla testina di lettura Toshiba C-100 P

La tabella I e gli apprezzamenti che seguono sono estratti dalla rivista tedesca « HI-FI Stereophonie ». Dalla suddetta tavola risulta che il sistema presenta un comportamento eccellente nella lettura e buone caratteristiche di trasmissione, il che conferma le curve della fig. 3a, b e c. Nella prova di audizione musicale, si rileva come questo dispositivo appartenga alla categoria delle testine di lettura di alta qualità.

La testina di lettura Toshiba C-100 P è sistemata in un contenitore disposto alla estremità di una base amovibile. Essa fu montata su un braccio SME 3009 a debole inerzia. Questo braccio di lettura universale rappresenta una combinazione di tutte le raffinatezze che i patiti della musica abbiano potuto richiedere. È stata misurata la banda passante e l'attenuazione di diafonia per mezzo di un disco di prova Bruel e Kjaer Qr 2009. La « curva 3 » fu scelta sul modulatore B e K per ottenere la rappresentazione usuale della curva di frequenza. Il risultato appare nelle curve della fig. 5. L'attenuazione della banda passante al di sotto dei 40 Hz è molto probabilmente da attribuire al correttore incorporato nella cassetta dell'alimentazione. È interessante notare che la Toshiba non è riuscita ad evitare l'accentuazione della risonanza tra i 6 e i 15 kHz, a dispetto del trasduttore foto-elettrico e della piccola massa della testina di lettura. Al di sopra dei 15 kHz si presenta una pendenza di attenuazione assai rapida. In conseguenza di ciò, i dati forniti dai fabbricanti secondo i quali la banda passante si estende fino a 40 kHz sembrano molto dubbi.

L'attenuazione di intermodulazione nel campo 200 ÷ 5.000 Hz è eccellente. Il tasso di diafonia raggiunge da sinistra a destra i 30 dB e anche i 35 dB da destra a sinistra.

Si sarebbe volentieri misurata la banda passante del dispositivo ai morsetti dell'uscita magnetica, che si trova sulla cassetta di alimentazione. Tuttavia, sebbene i fabbricanti diano una sensibilità (coefficiente di trasmissione) di 14 mV/cm/s in cifra tonda, era impossibile ottenere su questa uscita altre cose diverse da un segnale che, con una velocità di registrazione di 5,7 cm/s, si trovava sotto 0,1 mV. In mancanza di documentazioni, è stato impossibile chiarire se questo fosse normale o se ci fosse qualche cosa di irregolare sull'uscita magnetica dell'apparecchiatura. La tensione su questa uscita non è tuttavia sufficiente per effettuare la lettura di dischi con il metodo dell'entrata « fono » di un amplificatore McIntosch C24, che possiede una sensibilità di 2 mV. D'altra parte, il coefficiente di trasmissione sull'uscita « foto » è considerevolmente più elevato di quello indicato dai costruttori. Nella posizione più sensibile del comando di regolazione, il coefficiente di trasmissione ottenuto era: a sinistra 401 mV/cm/s a destra 380 mV/cm/s.

Il comportamento della testina di lettura, montata su braccio corto del tipo SME è riassunto nella tabella II. Si vede che dei dischi il cui comando è normale,

possono già essere letti con una forza di appoggio che parte da 0,5 p. Tuttavia il sistema necessita di una forza d'appoggio di 2 p per poter leggere il « livello 4 delle campane di un'orchestra » sul disco campione Shure. La fig. 4 mostra il livello di intermodulazione in funzione della forza d'appoggio per le frequenze da 300 e 3.000 Hz. Sotto questo punto di vista, il sistema non è migliore dei trasduttori magnetici o dinamici di alte qualità.

Il suo vantaggio principale però risiede nel fatto che si può disporre di una tensione complementare, esente da disturbi, abbastanza elevata che permette di collegare la testina di lettura all'ingresso « tuner » degli amplificatori.

La testina di lettura Toshiba C-100 P è stata confrontata col modello MK 4 Decca ascoltando diverse registrazioni con cassette Brigantin Cabasse. Gli alti sono un po' più duri delle testine Decca, ma sono molto limpidi.

Inoltre, la riproduzione degli impulsi è molto corretta. Con cassette che accentuano un po' le frequenze elevate, il C 100 P fornisce dei segnali forse un po' troppo « duri ».

Conclusione

Quali sono essenzialmente i vantaggi di questo trasduttore foto-elettrico? In breve, l'estrema rapidità della risposta meccanica dell'equipaggio mobile e l'assenza totale del ronzio.

Come si sa, numerosi sforzi sono stati compiuti attualmente per sviluppare delle testine di lettura funzionanti con la massima elasticità e con forze d'appoggio minime. Questo però non è possibile se non a condizione di diminuire nello stesso tempo la massa della testina lettrice. Tale diminuzione deve accompagnarsi con

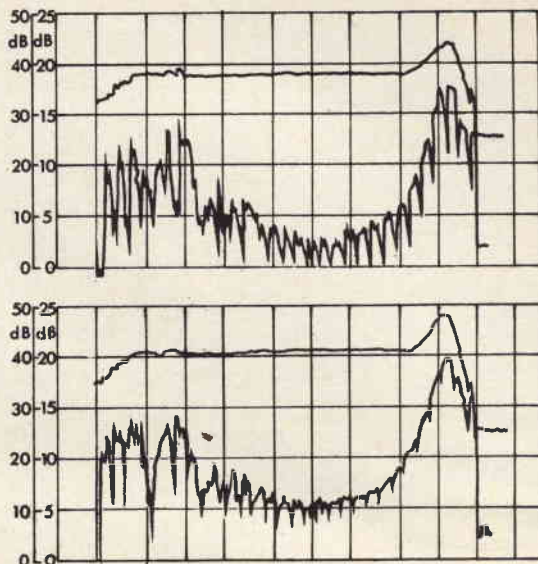



Fig. 5 - Banda passante e diafonia sui canali sinistro (in alto) e destro (in basso).

la diminuzione della massa dei magneti permanenti o delle bobine.

Ora, nel caso della C-100 P, non si ha bisogno, a parte il porta puntina inevitabile, che di una placchetta (« maschera ») di massa molto bassa. Così, questo trasduttore lavora con un buon grado di efficacia fornendo un fattore di trasmissione elevato. Un secondo vantaggio risiede nel fatto che non si hanno più, nel contenitore, circuiti elettromagnetici più o meno sensibili ai campi magnetici parassiti. Cioè il sistema Toshiba è privo di ronzio. Infine, il fatto che i segnali di uscita siano di ampiezza elevata è anche un vantaggio apportato da questa nuova testina di lettura.

(Da « Electronique Professionnelle », dic. '69)

Presso il Centro Commerciale Americano avrà luogo dall'8 al 13 settembre c.a. una mostra di « Attrezzature per la produzione di circuiti ibridi » *organizzata in concomitanza con le Mostre dell'A.N.I.E. allestite al Quartiere Fiera di Milano nei padiglioni adiacenti alla nostra Sede.*

Per la prima volta in Italia venticinque ditte americane esporranno macchinari e materiali per la produzione ed il controllo di circuiti ibridi, nonché alcuni esemplari di prodotti finiti.

SCHEMI

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

1 ALIMENTATORE DI RETE SENZA TRASFORMATORE: 150 V - 0,5 A

Nei normali alimentatori è previsto un trasformatore di rete e un raddrizzatore da cui si ricava la tensione continua, questo trasformatore, specialmente per potenze elevate, è costoso ed in molti casi è un elemento che disturba per il suo campo magnetico disperso.

Nell'esempio a schema di figura 1 vengono raddrizzate solo porzioni dell'onda sinusoidale e l'ampiezza di questa porzione determina il valore della tensione continua ricavata. Con queste parti d'onda si pilota un tiristore (diodo controllato) che durante quel valore istantaneo della tensione sinusoidale chiude il circuito di carica del condensatore, mentre rimane interrotto per la rimanente durata del periodo.

L'alimentatore dell'esempio a figura 1 è costituito da un transistor BCY 78 che funge da pilota e un tiristore di potenza BO 240 come interruttore elettrico, che viene innescato dalle semionde alternate cinquanta volte al secondo corrispondentemente alla frequenza di rete. Si possono ricavare tensioni raddrizzate fra 15 e 250 V, variando l'angolo di conduzione.

Inserendo la rete si carica il condensatore C1 attraverso il diodo D1 e la resistenza R3, quando la tensione al condensatore raggiunge il valore di tensione applicata alla base del transistor T1, regolata tramite il potenziometro R2, il transistor va in conduzione e attraverso il condensatore C2 innesca il tiristore che a sua volta carica il condensatore C3.

Non appena il valore istantaneo della tensione sinusoidale diminuisce rispetto

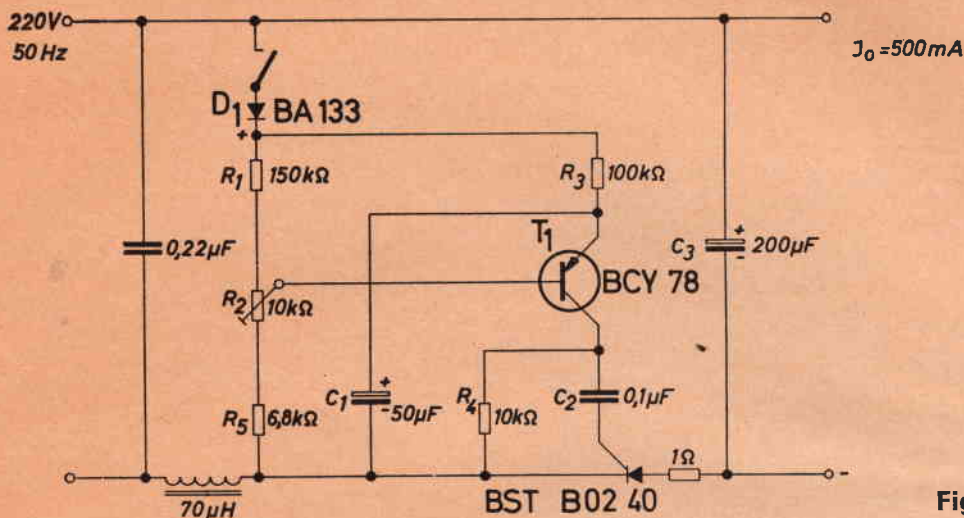



Fig. 1

al valore di carica del condensatore, il tiristore si blocca sino a che nel periodo successivo, con lo stesso procedimento, avviene una nuova carica del condensatore C3, che nel frattempo si è scaricato sul carico.

Il condensatore C1 ha pure il compito di impedire un troppo elevato picco di corrente alla inserzione, cioè con condensatore C3 completamente scarico. La corrente di carica assorbita dalla rete nei picchi transitori è di circa 22 A. La tensione di ondulazione al condensatore di carico, con tensione in uscita di 150 V e corrente di 0,5 A, ammonta a circa 40 V; questa può essere diminuita montando un raddrizzatore a ponte. La diminuzione della tensione d'ondulazione mediante un aumento della capacità del condensatore è limitata dall'inconveniente che in questo caso aumentano pure le correnti di carica, che non devono superare i 20 A per non creare disturbi di scariche.

Nell'istante dell'innesco del tiristore si crea una tensione di disturbo che si sovrappone alla tensione di rete; a mezzo di un filtro passa-basso sull'ingresso, come nello schema a figura 1, l'alimentatore può venire sufficientemente protetto contro queste sovratensioni.

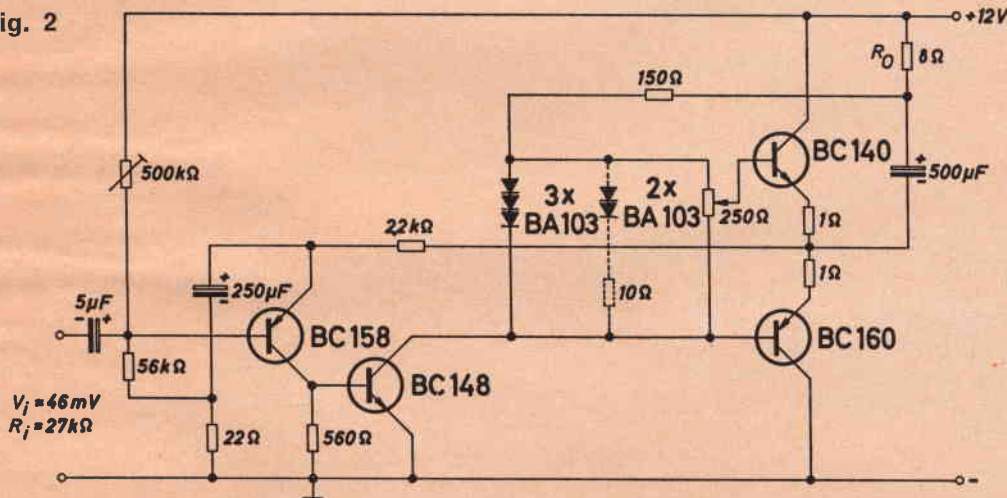
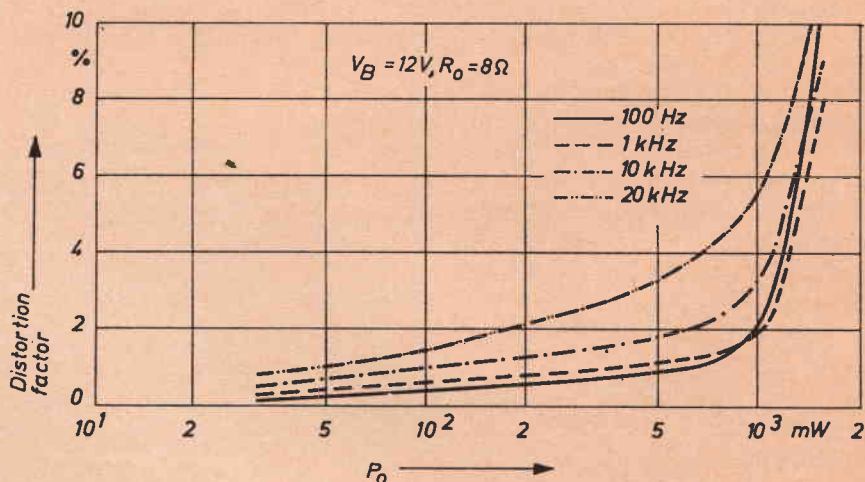
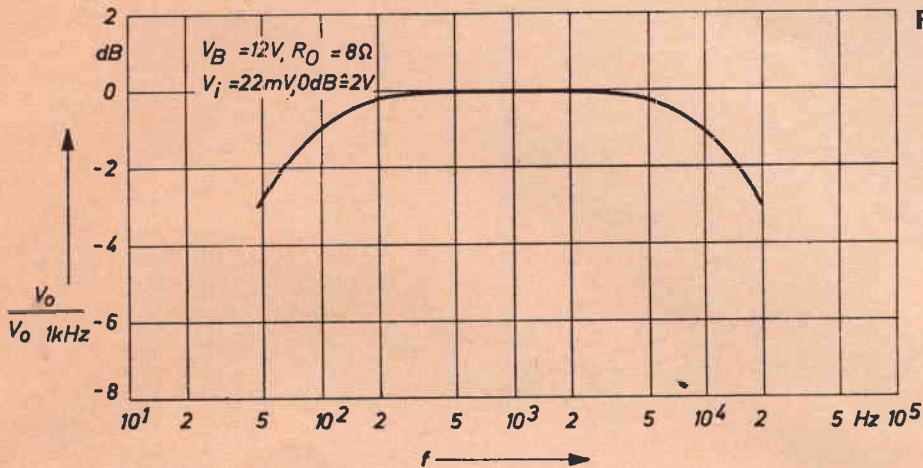
Questo tipo di alimentatore offre vantaggi per le sue ridotte dimensioni e la possibilità di ottenere una tensione regolabile in uscita, ottimo il suo rendimento che è del 94%. Come inconveniente la tensione in uscita è molto variabile col carico, in questo esempio varia da 210 V a vuoto a 150 V a pieno carico, inoltre variazioni della tensione di alimentazione si riflettono sull'uscita quasi linearmente.

Un eventuale diodo Zener in parallelo al condensatore C1 migliora la stabilizzazione di rete di circa un fattore 3.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione	220 V - 50 Hz
Corrente di esercizio (impulsiva)	22 A
Potenza assorbita	80 W
Tensione di uscita	150 V
Massima corrente di carico	0,5 A
Rendimento	94%

2 AMPLIFICATORE BASSA FREQUENZA DA 1,6 W A 12 V CON TRANSISTOR AL SILICIO

Per quanto oggi si preferisca ancora l'impiego di transistori finali di potenza al germanio per ragioni di economia si è illustrato a figura 2 lo schema di un amplificatore che impiega una coppia finale al silicio composta dai transistori complementari BC 140/BC 160, con una potenza di uscita di 1,6 W. Come normalmente usato viene stabilizzata la corrente di riposo dello stadio finale contro la variazione della tensione di alimentazione, in questo esempio mediante diodi al silicio. Dato le più elevate tensioni di base dei transistori al silicio e quindi le necessarie più elevate tensioni di polarizzazione, nello schema sono stati inseriti in serie tre diodi al silicio, ovvero due diodi in serie con una resistenza di 10 Ω. Questi diodi

concorrono nello stesso tempo alla stabilizzazione di temperatura ed è perciò necessario che vengano montati su uno stesso dissipatore come per i transistori finali.

In questo modo si ottiene una variazione della corrente di riposo solo del fattore 2 per variazioni della tensione di batteria da 10 a 13 V. Nel campo di temperatura da 20 sino 60° la variazione della corrente di riposo è inferiore al fattore 2.

La resistenza termica del dissipatore per i transistori finali deve essere al minimo di 35 gr/W.

Il fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita è illustrato a figura 3 riferita per 4 diversi valori di frequenza fra 100 Hz e 20 kHz.

L'andamento della curva di frequenza è indicato a figura 4.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione	12 V
Corrente di esercizio per la massima potenza di uscita	240 mA
Tensione di ingresso per la massima potenza di uscita	46 mV
Resistenza di ingresso	27 kΩ
Potenza di uscita (fattore di distorsione 10%)	1,6 W
Resistenza di carico	8 Ω
Campo di frequenza (3 dB)	50 Hz sino a 20 kHz

3 REGOLATORI DI TEMPERATURA PER LIQUIDI

La figura 5 mostra lo schema di un regolatore di temperatura in cui il segnale ricavato da una sonda a termistore tipo K 273 viene amplificato da un amplificatore di soglia che al superamento di un determinato valore provoca l'attrazione di un relé. Alle temperature inferiori il transistor T1 è in conduzione e pertanto fornisce la corrente di comando al transistor T2 che è ugualmente in conduzione ed il relé risulta attratto. All'aumento della temperatura diminuisce la resistenza del termistore e il potenziale alla base

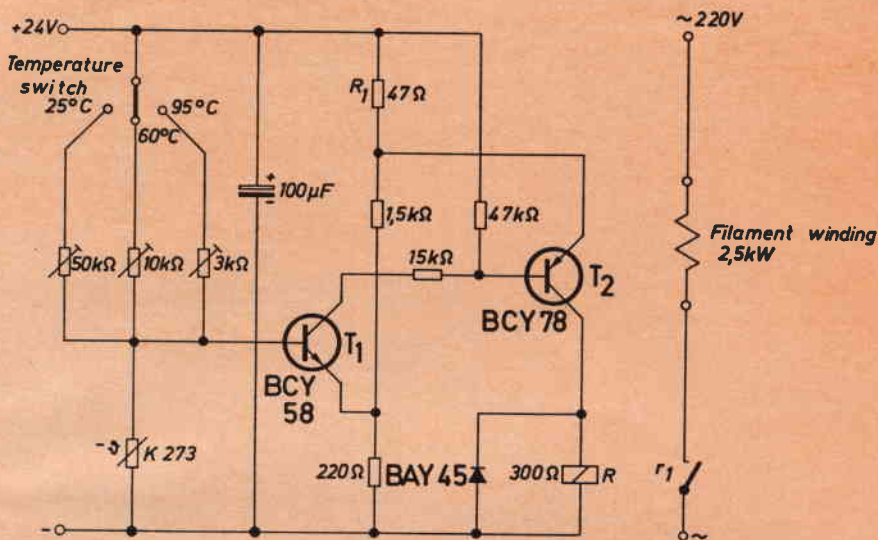



Fig. 5

del transistor T1 si sposta verso valori negativi, la corrente di comando del transistor T1 diminuisce, di conseguenza diminuisce pure la corrente di comando del transistor T2 e data la minore corrente di collettore ne risulta una caduta di tensione minore sulla resistenza R1.

Il potenziale dell'emettitore del transistor T1 si porta così verso un valore positivo e di conseguenza la tensione di comando base-emettitore di questo transistor scende rapidamente.

In questo modo si raggiunge la desiderata caratteristica di commutazione dell'amplificatore. La temperatura di commutazione è regolabile su 3 valori di 25, 60, 95° C.

Valori diversi possono venire installati ricalcolando il valore dei potenziometri di ogni ramo.

DATI TECNICI (Schema a Fig. 5)

Tensione di alimentazione	**24 V**
Campo di regolazione della temperatura	**20 sino 95° C**
Massima temperatura ammissibile per il termistore	**100° C**
Massima temperatura ambiente ammissibile per il circuito	**0 sino 70° C**
Errore di intervento del circuito per temperatura da 20° a 70° C	
nel campo di 25° C	**+ 3 gr**
» » » 60° C	**+ 1,5 gr**
» » » 95° C	**+ 2,3 gr**
Scarto fra attacco e stacco (isteresi)	
nel campo di 25° C	**0,9 gr**
» » » 60° C	**1,2 gr**
» » » 95° C	**1,9 gr**
Relé R = microrelé tipo V23009 A0007 A031	

FET meter

Voltmetro elettronico a transistors di alta qualità per apparecchi a transistors e TVC

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nel voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistors e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacimetrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 500 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Misura delle pile interne di alimentazione senza aprire lo strumento con pulsante frontale. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

Vc.c.
— 1......500 V impedenza d'ingresso 20 Mohm
— 0,6 V » » 12 »
— 1000 V » » 40 »
— tolleranza 2% f.s.

Vc.a.
— 300 mV ...... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 Mohm, 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz ......20 Mhz lineare
» 20 Mhz......50 Mhz ± 3 db
misure fino a 250 Mhz con unico probe.

Ohm
— da 0,2 ohm a 1000 Mohm f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V

Capacimetro
— da 2......2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova ≃ 4,5 V, 150 Khz.

Milliampere
— da 0,05....., 500 mA
— tolleranza 2% f.s.

Prezzo L. 58.000

NOVITA'

GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità dei TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35 - 85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Strumento portatile da laboratorio.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3......11,1 MHz
Gamma B - 5,3...... 5,7 MHz
Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.
— Gamma A: 550 - 1600 KHz
— Gamma B: 400 - 525 KHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 12.800

ALIMENTATORE A BASSA TENSIONE DI POTENZA

Per l'alimentazione di apparecchiature transistorizzate normali e di potenza (amplificatori di BF, autoradio, registratori, ecc.).
Semplice e robusto.
Caratteristiche:
2......24 V in 12 scatti
0...... 3 A max
tensione residua alternata a 3 A
≅ 0,1 V pp
utilizzabile anche come caricabatterie.

Prezzo L. 29.500

- **ALIMENTATORE STABILIZZATO Professionale** a circuiti integrati

Per fabbriche, scuole e laboratori professionali.
Caratteristiche:
— tensione d'uscita 3......30 V
— corrente d'uscita 0......2 A
— limitazione della corrente d'uscita da 80 mA......2 A
— stabilità 0,2% per variazioni del carico da 0 al 100% a 3 V
— stabilità < 0,1% per variazioni del carico da 0 al 100% a 30 V
— ripple ≦ 3 mV p.p. a pieno carico
— indicazione della tensione e della corrente d'uscita con strumenti separati classe 1,5.

- **TRANSISTOR DIP-METER**

Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.
Caratteristiche:
campo di frequenza 3......220 MHz in 6 gamme
taratura singola a cristallo tolleranza 2%
presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500

- **CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA**

nuova versione
Misura da 2 pF a 0,1 μF in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μF f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50000 Hz circa.
Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500

- **PROVATRANSISTORI IN-CIRCUIT/OUT-OF-CIRCUIT**

Per la verifica dell'efficienza del transistore senza dissaldarlo dal circuito e per la misura approssimata del beta del transistore con indicazione acustica.
Utile anche per l'identificazione della polarità del transistore e delle connessioni.
Signal Tracing incorporato per la ricerca del guasto con armoniche fino a 50 MHz.

Prezzo L. 14.800

TEST INSTRUMENTS

GRATIS

A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL
DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

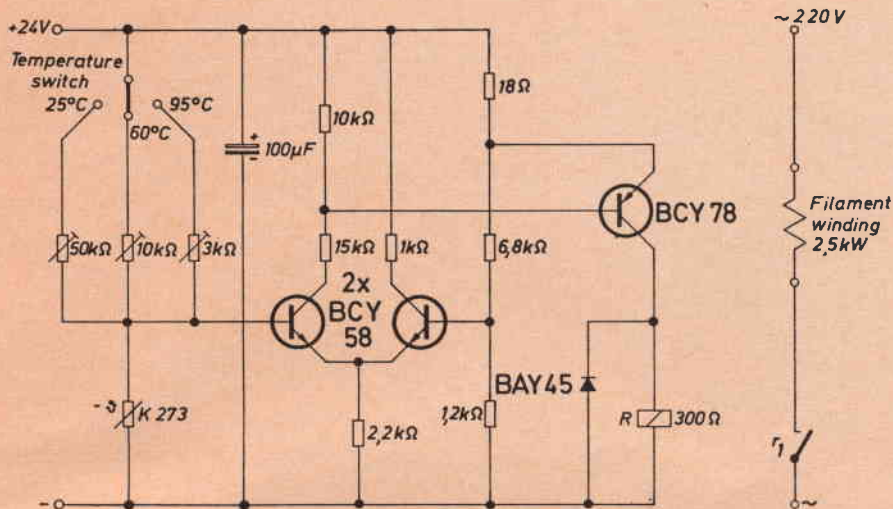



Fig. 6

Usando un amplificatore differenziale come raffigurato a figura 6, il circuito di regolazione risulta indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione e della temperatura ambiente. È questo una particolare caratteristica dell'amplificatore differenziale, usando due transistori identici, infatti variazioni della tensione di alimentazione e della temperatura ambiente causano eguali variazioni sui due transistori e pertanto il segnale non risulta influenzato.

DATI TECNICI (Schema 6 per quanto si differenzia dallo schema 5)

Errore di intervento del circuito per temperatura da 20 a 70° C	
nel campo di 25° C	**+ 1,5 gr**
» » » 60° C	**+ 0,5 gr**
» » » 95° C	**+ 0,5 gr**
Errore di intervento del circuito per una variazione della tensione di alimentazione di + 10-15% (a temperatura ambiente di 20%) per tutti tre i campi	**< 0,5 gr**
Scarto fra attacco e stacco (isteresi)	
nel campo di 25° C	**0,6 gr**
» » » 60° C	**0,8 gr**
» » » 95° C	**1,3 gr**

4 TERMOREGOLATORE A 135° C.

Lo schema a figura 7 può essere impiegato per il controllo di una temperatura, in questo caso 135° C, che è la temperatura nominale del termistore a coefficiente positivo tipo P 400 A6 usato nello schema. Esso pilota un amplificatore differenziale, composto dai due transistori BCY 58, che comanda, tramite il transistor finale BSY 59, l'accensione di una lampada.

La precisione della segnalazione è di ± 2,5° C, di cui ± 2° C come tolleranza del termistore e ± 0,5° C imputabile al circuito.

Il valore della temperatura di intervento può essere fissato con il potenziometro P1.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione	12 V (10 ÷ 15 V)
Corrente di inserzione della lampada di controllo circa	450 mA
Temperatura di controllo	135° C
Precisione sulla inserzione	± 2,5° C
Temperatura ambiente ammissibile	— 25 + 60° C

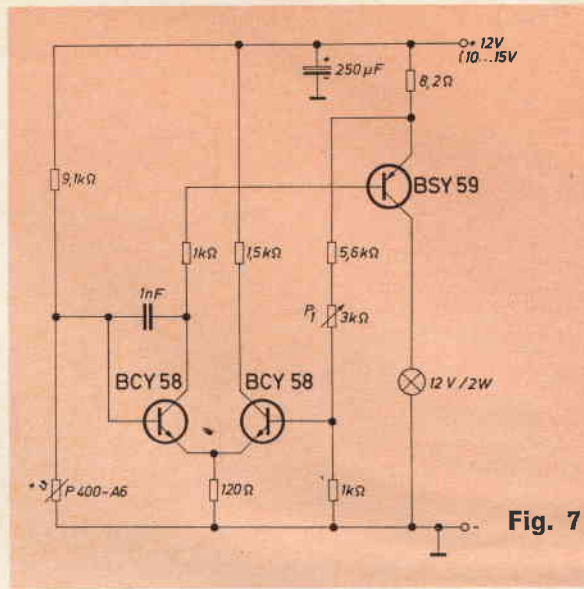



Fig. 7

5 PROTEZIONE ELETTRONICA DA 20 A

A figura 8 è illustrata una protezione elettronica per 20 A, data l'elevata corrente sono stati impiegati tre transistori BDY 39 in parallelo.

Nelle protezioni elettroniche normalmente sul circuito principale è prevista una piccola resistenza in serie, dai capi della quale si preleva la tensione di co-

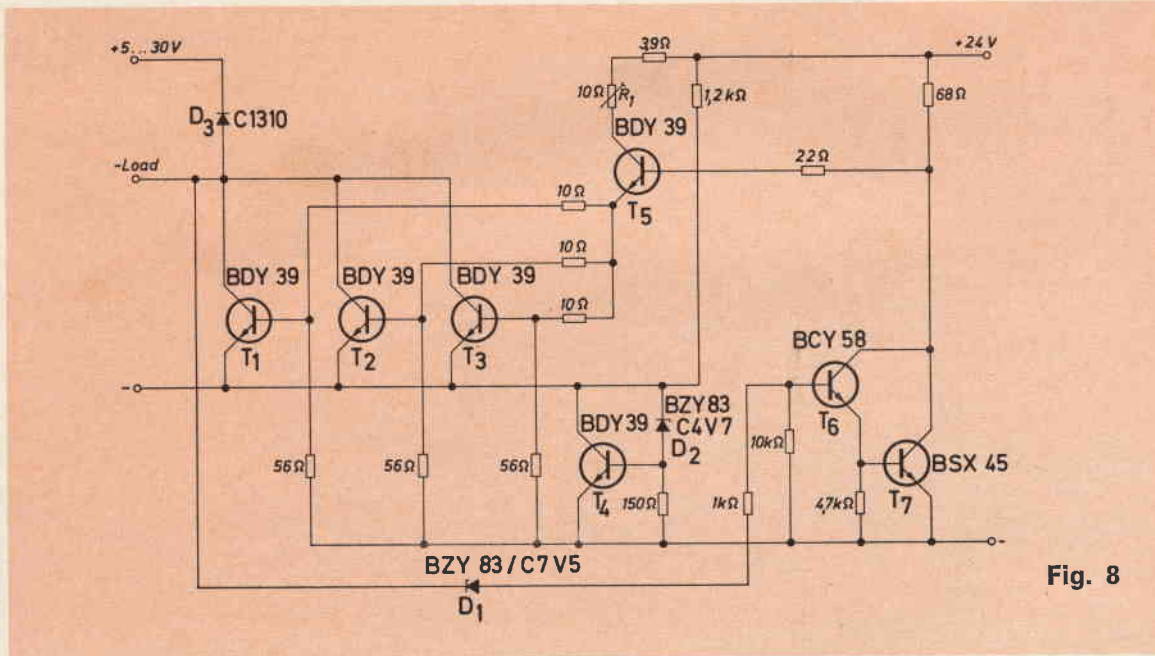



Fig. 8

mando; nel presente esempio questo sistema è stato abbandonato dato che con la elevata corrente in gioco si avrebbe sulla resistenza una forte dissipazione.

Come tensione di comando della protezione viene qui sfruttata la tensione residua dei transistori T1, T2, T3.

Non appena la tensione residua sale oltre i 3 V, viene messo in conduzione il diodo Zener D1 e tramite il circuito di comando composto dai transistori T6 e T7, viene interdetto il transistor pilota T5.

Il circuito di comando è alimentato con una tensione costante di 6 V ricavata con il transistor T4 e il diodo Zener D2.

Una parte di questa tensione risulta applicata ai capi del diodo Zener D1 e sommandosi con la tensione residua, porta in conduzione il diodo stesso che, tramite il circuito di comando, interdice il pilota T5 che interrompe la corrente di base dei transistori di potenza.

L'esatto valore di intervento della protezione può venire regolato con la resistenza R1, un aumento della resistenza comporta una forte reazione negativa sul transistor T5, diminuisce la sua corrente di emettitore e quindi quella di base per i transistor di potenza. Con un minore valore della corrente di comando dei transistori finali T1, T2, T3, la tensione residua di 3 V necessaria per la disinserzione viene raggiunta con correnti minori sul circuito principale.

Il fattore di amplificazione e il valore della tensione base-emettitore dei tre transistori finali non devono variare fra loro più del 20% in modo da garantire un carico simmetrico.

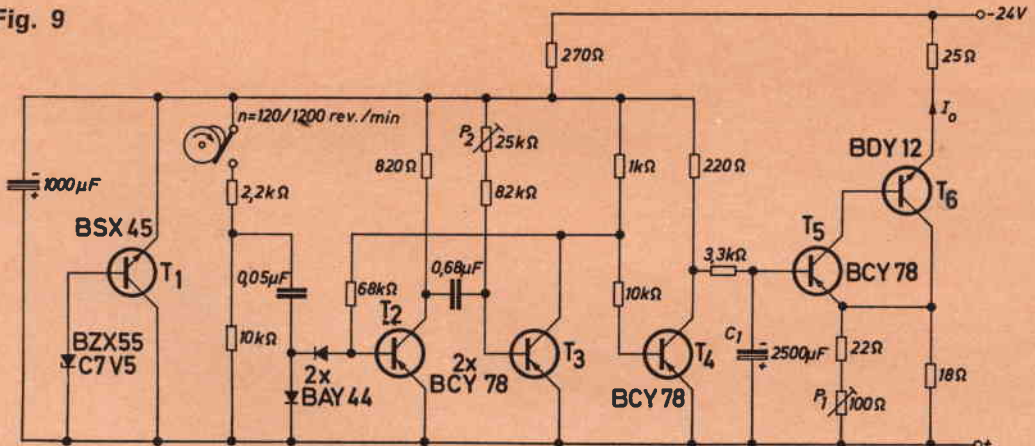
Le resistenze del partitore di tensione sulle basi di 10 Ω e 56 Ω, devono avere una tolleranza del 5%. Il transistor T4 deve avere una amplificazione B > 45, con corrente di collettore di 1 A.

I transistori finali devono essere montati su un dissipatore con resistenza termica non maggiore di 4 gr/W.

---

6 AZIONAMENTO DIPENDENTE DALLA VELOCITA' DI ROTAZIONE DI UN ASSE

Con lo schema a figura 9 si ottiene una corrente di uscita variabile da 0 sino a 600 mA che è proporzionale alla velocità di rotazione di un'asse, nel campo da 120 sino a 1.200 giri/min, schema che si adatta per ogni azionamento con dipendenza lineare del numero dei giri.

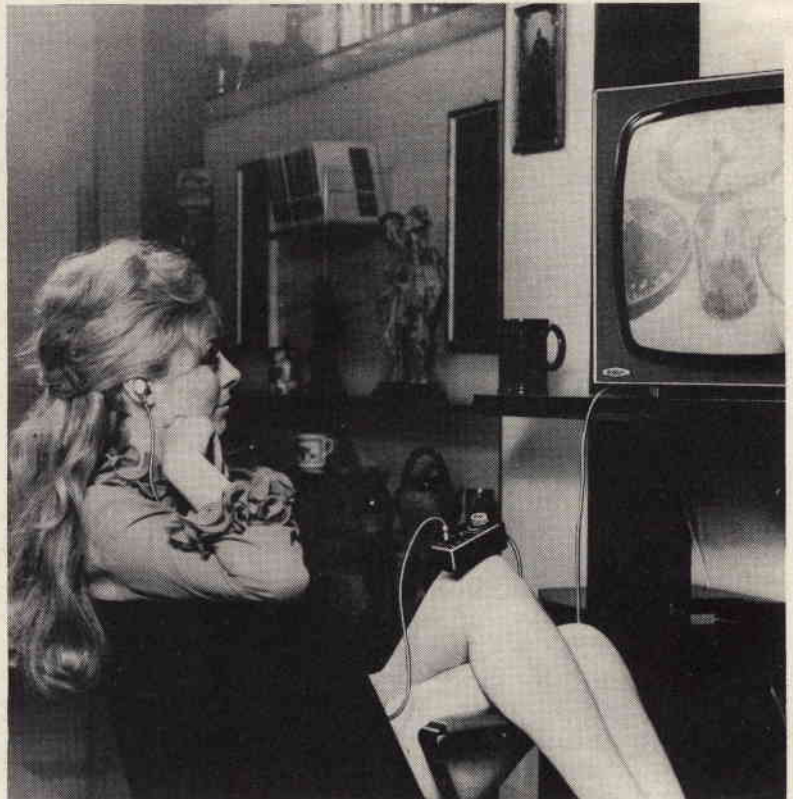
Tramite una « camme » sull'asse motore, ad ogni giro viene dato un impulso al multivibratore monostabile costituito dai transistori T2 e T3.

Mediante il transistor T1 viene mantenuta costante l'ampiezza dell'impulso e la tensione di alimentazione del multivibratore, con il potenziometro P2 si regola il tempo della pulsazione del multivibratore sul valore di 48 ms.

Gli impulsi, costanti in ampiezza e resi costanti in durata dal multivibratore, vengono portati, tramite il transistor T4, sul condensatore C1 che si caricherà ad una tensione proporzionale al numero dei giri.

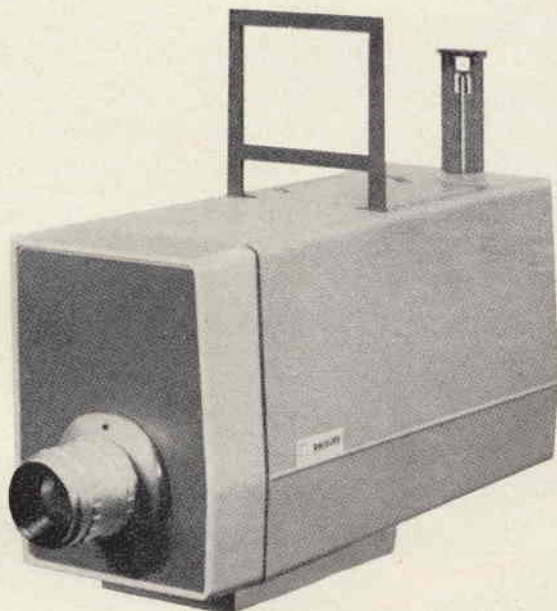
Attraverso i transistori T5 e T6 questa tensione viene trasformata in una proporzionale corrente Ia.

Con il potenziometro P1 la corrente Ia può venire regolata dal ± 20% rimanendo sempre la proporzionalità con il numero dei giri. L'errore di valutazione ammonta, al numero di giri più elevato, solo di circa ± 1,5%.

Estratto dalla Pubblicazione « Halbleiter-Schaltbeispiele 1968-69 » della Siemens Aktiengesellschaft.

Una stazione ferroviaria in disuso nel distretto di Kittybrewster, nella città scozzese di Aberdeen, diverrà una fabbrica. In questa fabbrica, che entro il 1975 occuperà mille dipendenti verranno prodotti gruppi di memorie e memorie complete per elaboratori.

impianti di televisione a circuito chiuso

telecamera mini-compact

per riprese in bianco e nero
praticità e versatilità d'impiego
completamente transistorizzata

• scansione interlacciata 2:1 • compensazione automatica delle variazioni di intensità luminosa • controllo e correzione automatici dell'invecchiamento Vidicon • risoluzione 600 linee • uscite video e radiofrequenza • alimentazione 220 V c.a. ± 10% 50 Hz oppure 12 V c.c. • codice ordine LDH 0050

---

registratore video

per bianco e nero o per colore
(con apposito adattatore)
semplicità e sicurezza di funzionamento

• gamma frequenza video 3,3 MHz • possibilità di registrazioni sia da telecamera che da televisore con M.F. europea • massima stabilità dell'immagine anche in fase di rallentamento e arresto del nastro • possibilità di registrare un segnale audio • durata della registrazione 83 minuti con nastro da 1" lungo 620 m • codice ordine EL 3402

- telecamere professionali ed industriali, in bianco e nero, completamente transistorizzate
- telecamere professionali a colori, per applicazioni didattiche e scientifiche
- proiettori televisivi Eidophor a grande schermo, in bianco e nero o a colori

PHILIPS

Philips s.p.a. - Reparto Radioprofessionale
20162 Milano - Viale F. Testi, 327 - Tel. 6420951

ANTENNE RADIO E TELEVISIVE

ANTENNE

Riportiamo in questo articolo alcuni esempi di antenne per la ricezione dei programmi radiofonici AM-FM e televisivi.

Un'antenna, qualunque sia il suo impiego, è un collettore di onde il cui compito consiste nel captare il campo hertziano che emana da un trasmettitore qualunque. Tuttavia si può essere sorpresi che le condizioni di fabbricazione di questi ricevitori non siano le stesse in tutti i casi.

La ricezione radio AM

La ricezione radio a modulazione di ampiezza è quella più nota e più usata; con questo sistema vengono trasmesse le onde corte (OC), le onde medie (OM) e le meno note onde lunghe (OL).

Queste antenne, sono note da molto tempo, esse sono costituite da un filo isolato teso nello spazio che forma in questo modo una specie di armatura di un grande condensatore. La seconda armatura potrebbe anche essere un filo simile anch'esso isolato e posto sotto il precedente.

Avremo in pratica la situazione illustrata in fig. 1.

Se quest'ultima armatura è tecnicamente molto valida, è però molto difficile da realizzare; si può avere anche il caso illustrato in fig. 2.

Si può terminare questo capitolo dicendo che un filo di rame di 20/10, lungo circa 10 metri e isolato alle sue due estremità da tre isolatori in porcellana è particolarmente raccomandato.

Antenna a quadro

Questa antenna è generalmente inclusa nell'apparecchio ricevitore, ed è ormai di concezione superata. I circuiti attuali sono molto sensibili in quanto sono muniti di un'antenna interna (fig. 3), ma è anche vero che la sensibilità aumenterà sempre con un'antenna. Questo vale in modo particolare per quelli che sono lontani dal trasmettitore.

Sembra a questo punto interessante dare qualche indicazione utile per un modello antiparassita il quale ha dato dei

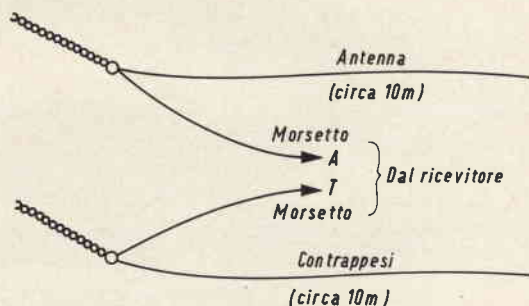



Fig. 1 - Esempio di antenna a due armature.

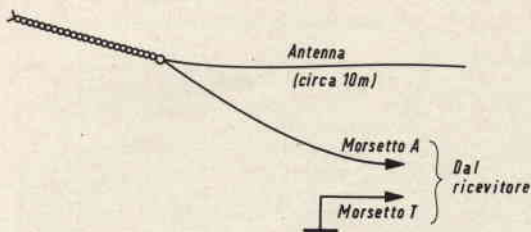



Fig. 2 - Esempio di antenna a una armatura.

buoni risultati. L'antenna è quella riportata in fig. 3 a, essa forma una specie di superficie quadrata di circa 20 cm con le seguenti caratteristiche:

gamma OM: 40 spire con presa alla 20ª spira

gamma OL : 10 spire fra l'ingresso E e la presa intermedia I, e 20 spire fra la presa 1 e l'uscita S.

Per entrambe le gamme si può usare del filo di rame da 4/10. Infine, qualunque sia il tipo di antenna usata, è necessario sempre cercare di ottenere la selettività migliore. Ma questo si ha con una manovra supplementare e cioè l'orientamento dell'antenna.

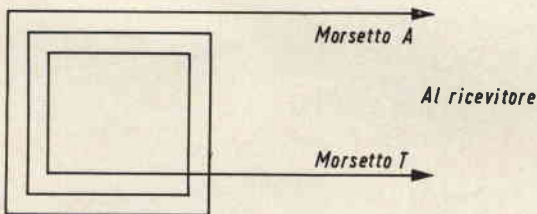



Fig. 3 - Antenna a quadro semplice.

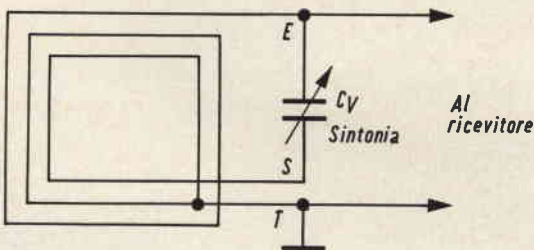



Fig. 3 a - Antenna a quadro con circuito antiparassita.

Le antenne AM che descriviamo necessitano di essere accordate sull'onda da ricevere e sono pertanto munite di un circuito oscillante fatto da una bobina e da un condensatore (fig. 4).

Ricevitore FM

Vediamo ora le antenne per i ricevitori FM; come si sa la frequenza portante deve essere dieci volte più elevata di quella di modulazione e vediamo che ci porta a delle frequenze elevate dunque, delle onde molto corte. È così che la banda II utilizzata per questo genere di trasmissione comporta le frequenze da 100 a 87,5 MHz, cosa che corrisponde alla gamma da 3 a 3,42 metri. Vediamo il caso per esempio di un'antenna di 3 metri; un'antenna di questa lunghezza è molto ingombrante, quindi si può effettuare un dispositivo a semionda, cioè 3/2 = 1,50 m o meglio ancora in quarto d'onda, cosa questa che diventa molto accettabile: 3/4 = 0,75 m. Ecco dunque un'antenna accordata sul trasmettitore senza bisogno dell'induttanza addizionale.

Fig. 4 - Antenna accordata per ricevitori AM.

Se la fig. 5 ne illustra il principio, si può vedere anche la similitudine dei due bracci che giocano qui, uno il ruolo di antenna e l'altro quello di contrappeso o presa di terra. Se si va a vedere in pratica, queste antenne senza isolamento rispetto al suolo, il nostro collettore d'onde è completo con il suo doppio braccio.

Vediamo ora quali dimensioni si possono ammettere per le antenne. Se si

tratta di un'antenna oscillante a semionda, quella della fig. 5, si considera che la lunghezza totale dei due bracci deve essere uguale a:
La lunghezza d'onda da ricevere x 0,95. Questo nel caso dell'esempio (3 m) diventa: 3/2 x 0,95 = 1,425 m da A a B. Uno spazio di 5 cm, deve essere lasciato fra i due bracci.

Vediamo ora la così detta antenna a trombone, così chiamata per la sua forma particolare. Essa verrà trattata allo stesso modo ma ammettendo che la lunghezza ripiegata, sia la stessa di quella dei due bracci della precedente.

Vediamo per questo la fig. 6, per la quale il calcolo è inutile per il fatto della sua identità con quella che viene data.

Antenne TV

Per quanto riguarda le antenne TV si ha la stessa cosa poiché le lunghezze d'onda sono dello stesso ordine e più corte ancora in generale. Nei due casi si possono avere oltre all'antenna propriamente

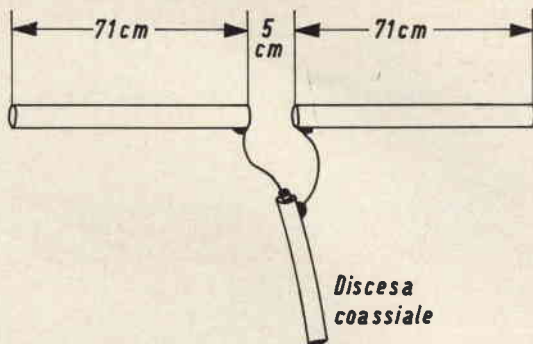



Fig. 5 - Esempio di antenna FM.

detta, i direttori dal lato dell'emettitore e il riflettore dal lato opposto. Questo è riportato in fig. 7.

Un'antenna di questo tipo riceve dei campi uguali sia nella parte posteriore che anteriore; così mettendo un braccio un po' più lungo sulla parte posteriore, il campo ricevuto nel senso dell'emettitore è rinforzato e allo stesso tempo que-

Fig. 6 - Antenna ripiegata.

sto braccio attenua i segnali parassiti che provengono dalla parte posteriore.

D'altra parte, un braccio chiamato direttore posto nella parte anteriore dell'antenna e leggermente più corto, non manca di migliorare il campo in cui si deve lavorare attenuando le onde indesiderabili.

In televisione, si hanno due frequenze, e cioè la portante video e la portante audio. Vediamo ora su quale dobbiamo accordare l'antenna. Cominceremo per non considerare che le frequenze risultanti da queste due formule molto utili nel lavoro.

Lunghezza d'onda media = Velocità di propagazione/frequenza media.

Frequenza media =

= $\sqrt{\text{Frequenza video x Frequenza audio}}$

Vediamo ora qualche esempio pratico per semplificare ancora la cosa.

Se la frequenza video è di 174 MHz e la frequenza audio di 188, si farà $\sqrt{174 \times 188}$ = 181 MHz. Poi, 300/181 = = 1,655 della lunghezza d'onda media da considerare per l'antenna la cui lunghezza sarà calcolata come è stato detto.

Fig. 7 - Esempio di antenna TV.

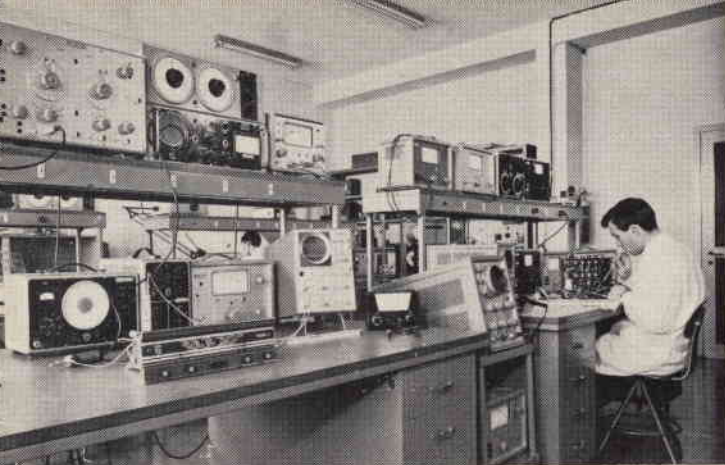
Natura dell'antenna

Dopo aver parlato dei dati elettrici delle antenne sarà bene occuparci anche del metallo o lega di metallo per la costruzione dei direttori, riflettori e del supporto stesso. A nostro avviso si dovrebbe scegliere fra il duralluminio, l'ottone e il rame. Quest'ultimo sarebbe da preferire a causa della sua migliore resistenza alla corrosione dovuta agli agenti atmosferici. Comunque sarà bene verniciare con una vernice apposita di protezione sia l'antenna che il suo supporto.

(Da « Radio Pratique » 1254)

Benché non ci sia ancora un regolare servizio di TV a colori in JUGOSLAVIA, gli utenti di quel paese che possiedono opportuni ricevitori sono stati in grado di vedere a colori la trasmissione dei recenti campionati mondiali di pattinaggio sul ghiaccio tenutisi a Lubiana.

La Radio-TV di Lubiana che ha trasmesso l'evento, ha noleggiato un veicolo per trasmissioni esterne a colori ed una squadra di tecnici dell'Operational Services Group della Broadcasting Division della Marconi.

L'unità comprende quattro telecamere a colori Marconi MKVII e trasmetteva il programma campione all'intero paese usando il sistema a colori PAL con 625 righe.

SERVIZIO RADIO-TV

LA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

a cura di P. Soati

LA FEDELTÀ ELETTRICA in trasmissione IL PHASITRON

GENERALITÀ

La fedeltà elettrica di un ricevitore a modulazione di frequenza è l'attitudine a riprodurre con la massima fedeltà i segnali applicati al suo ingresso. Essa viene determinata essenzialmente rilevando la curva di sovraccarico, la risposta elettrica e la caratteristica di distorsione non lineare.

Tutte le suddette misure dovranno essere effettuate sostituendo l'altoparlante con un carico fittizio ai capi del quale si misura la tensione.

Si può anche impiegare l'altoparlante fittizio ed in questo caso la misura si eseguirà derivando un voltmetro ai morsetti di uscita del relativo quadripolo (figura 1).

Qualora siano impiegati più altoparlanti, per ciascuno di questi si dovranno eseguire le misure che si descrivono di seguito.

SOVRACCARICO DI BASSA FREQUENZA

La curva di sovraccarico di bassa frequenza di un ricevitore FM (ed anche di

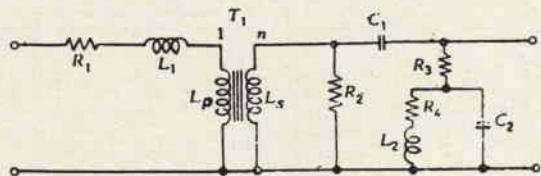



Fig. 1 - Schema di altoparlante fittizio i cui dati indicati nella terza puntata.

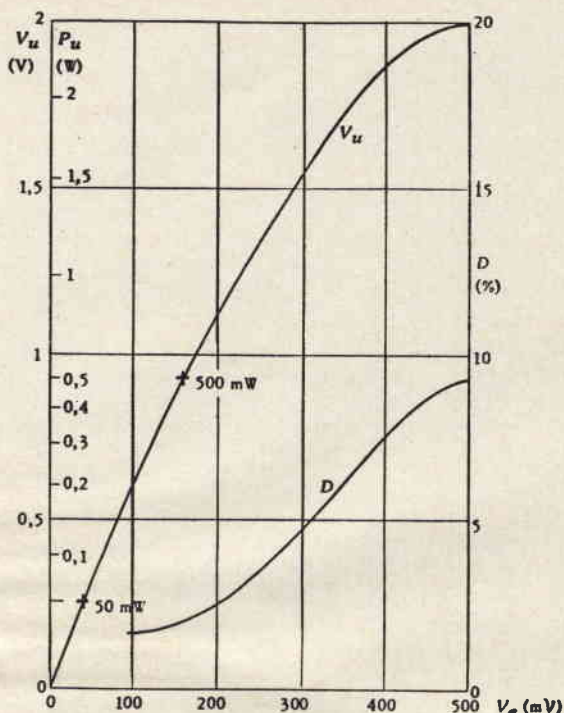



Fig. 2 - Curve di sovraccarico BF e distorsione non lineare di BF.

un ricevitore AM), è la caratteristica della potenza elettrica di uscita desiderata su un carico fittizio, in funzione della ampiezza di un segnale di entrata a bassa frequenza, di frequenza fissa.

In genere come frequenza fissa si impiega la frequenza di 400 Hz.

La misura si esegue applicando all'entrata dello stadio di bassa frequenza del ricevitore una frequenza di 400 Hz avente una tensione normale (5, 15, 50, 150 mV, 0,5 e 1,5 V).

L'ampiezza del suddetto segnale dovrà essere variata da valori molto bassi, tali da produrre un'uscita non superiore a — 60 dB rispetto alla massima uscita, fino ad un valore sufficiente a produrre detta potenza.

Si misurerà per ciascun valore del segnale di entrata, la tensione di uscita e si calcolerà la corrispondente potenza.

Quando la distorsione all'uscita comincerà a diventare apprezzabile (ad esempio fra il 5 ed il 10%, detta tensione si dovrà misurare mediante un voltmetro a valore efficace.

Se il valore della distorsione supera il 10% la tensione si dovrà invece misurare con esclusione delle componenti armoniche, introducendo nel circuito un filtro o meglio ancora impiegando un analizzatore armonico.

La rappresentazione grafica della potenza elettrica di uscita, in funzione della ampiezza del segnale a frequenza acustica applicato all'entrata di bassa frequenza, si ottiene portando sulle ascisse le tensioni presenti all'entrata e sulle ordinate le tensioni di uscita, con una scala di potenza di uscita affiancata. Per entrambe le coordinate di tensione si useranno scale lineari mentre per la scala di potenza si userà la « radice quadrata ».

Un esempio, di curva di sovraccarico di bassa frequenza è mostrato in figura 2.

RISPOSTA ELETTRICA DI BASSA FREQUENZA

La risposta elettrica di bassa frequenza di un ricevitore FM è la caratteristica della potenza elettrica di uscita su un carico fittizio in funzione della frequenza

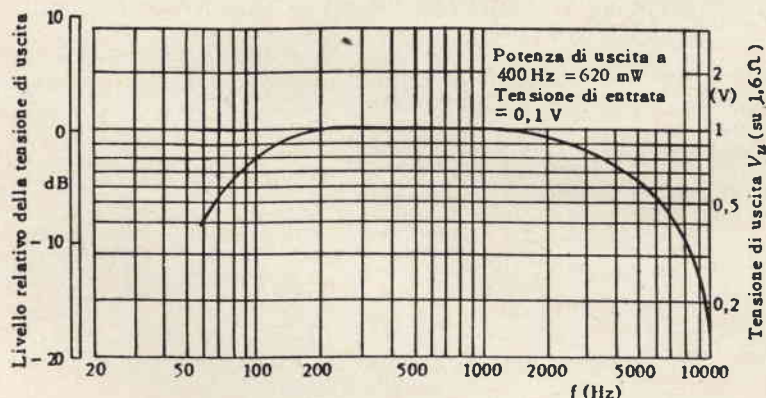



Fig. 3 - Curva di risposta elettrica di bassa frequenza di un ricevitore FM.

di un segnale di entrata a bassa frequenza di ampiezza costante.

Una migliore corrispondenza della curva di risposta elettrica alla corrispondente curva di risposta acustica si può ottenere, specialmente se esiste una certa controreazione sul secondario del trasformatore di uscita, impiegando un'altoparlante fittizio.

Il segnale di ingresso a bassa frequenza dovrà avere la tensione normale (i cui valori abbiamo citato nel paragrafo precedente), ad esempio di 0,5 V che dovrà essere mantenuta costante. La frequenza dovrà variare da 30 a 15.000 Hz.

Il regolatore d'intensità, cioè del volume, dovrà essere regolato in modo che la tensione di uscita, a 400 Hz, sia inferiore di 10 dB rispetto a quella corrispondente alla massima potenza elettrica utilizzabile. Per quanto concerne la misura di quest'ultima parleremo successivamente.

Se si produce una saturazione, o comunque un sovraccarico, in qualche zona della gamma di frequenza in cui si effettuano le misure, si dovrà ridurre la potenza di uscita, riferita a 400 Hz, preferibilmente agendo sulla tensione di entrata, ed indicando la nuova condizione di misura.

I regolatori di tono, se esistono, dovranno essere predisposti per la massima banda passante.

Mantenendo costante la tensione di entrata si fa variare la frequenza entro il campo stabilito e, per ogni valore di questa, si misura la tensione di uscita. I risultati delle misure vengono riportati in un grafico nelle cui ascisse è portata, in scala logaritmica, la frequenza del segnale sulle ordinate, in scala lineare, il livello relativo della tensione di uscita riferito alla tensione a 400 Hz.

Sul grafico si indicherà il valore della potenza di uscita a 400 Hz espressa in mW, la tensione di entrata ed eventualmente la posizione dei regolatori di tono.

La figura 3 si riferisce alla curva di risposta elettrica di un circuito di bassa frequenza di un ricevitore FM.

CARATTERISTICA DI VARIAZIONE DEL REGOLATORE D'INTENSITÀ

La caratteristica relativa alla variazione del regolatore manuale di volume o di

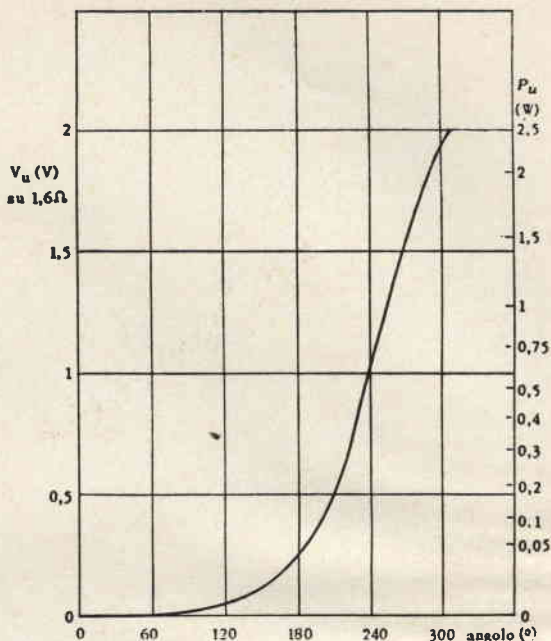



Fig. 4 - Curva caratteristica della variazione del regolatore manuale di volume.

intensità, è data dalla relazione fra la potenza elettrica di uscita su un carico fittizio e la posizione del regolatore stesso, convenientemente graduato, per frequenza e tensione di entrata costanti alla entrata a bassa frequenza.

Per effettuare la misura si applica un segnale all'entrata degli stadi a bassa frequenza, avente la frequenza a 400 Hz, e se ne regola l'ampiezza in modo da ottenere, con il regolatore di volume portato a fine corsa, la massima potenza utilizzabile.

Si varierà successivamente la posizione angolare di detto regolatore e, per ogni posizione si determinerà la corrispondente tensione di uscita.

La rappresentazione grafica della caratteristica di variazione del regolatore d'intensità si ottiene portando sulle ascisse, in scala lineare, la posizione angolare del regolatore d'intensità e sulle ordinate, ancora in scala lineare, la tensione di uscita con affiancata la scala della potenza di uscita (scala in radice quadrata).

La figura 4 si riferisce alla caratteristica di variazione del regolatore manuale del volume.

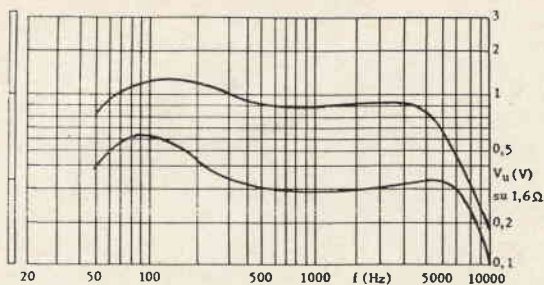



Fig. 5 - Curva della influenza del regolatore manuale del volume nella risposta elettrica.
Curva superiore = P_u 500 mW - 400 Hz
Curva inferiore = P_u 60 mW - 400 Hz

INFLUENZA DEL REGOLATORE DEL VOLUME SULLA RISPOSTA ELETTRICA

L'influenza del regolatore manuale di volume sulla risposta elettrica si manifesta particolarmente nei ricevitori provvisti di regolazione fisiologica del volume.

Essa si determina ripetendo il rilievo della risposta elettrica di bassa frequenza per diverse posizioni del regolatore di volume.

La posizione del regolatore di volume si ricava riferendosi alla potenza di uscita nel modo seguente: si applica un segnale all'entrata della bassa frequenza e se ne regola l'ampiezza mediante il regolatore di volume portandolo nella posizione di massimo, in modo cioè da ottenere la massima potenza utilizzabile, alla frequenza di 400 Hz.

Quindi, mantenendo costante l'ampiezza del segnale di entrata, si varia la posizione del regolatore fino ad ottenere una potenza di 500 mW e si traccia la curva di risposta.

Si varia successivamente la posizione del regolatore fino ad ottenere, con la stessa entrata, una potenza di uscita di 50 mW e si traccia una seconda curva di risposta.

La risposta dell'amplificatore può essere tracciata anche per altri valori di potenza differenti di quelli sopra specificati.

Le misure indicate possono essere effettuate su un carico fittizio ma allo scopo di ottenere una maggiore aderenza con i corrispondenti rilievi acustici, nei ricevitori di una certa classe, possono essere effettuati anche su altoparlante fittizio.

La figura 5 si riferisce ad un grafico che mette in evidenza l'influenza del regolatore di volume sulla risposta elettrica. La curva superiore è stata rilevata per una potenza di uscita pari a 500 mW (400 Hz) quella inferiore per circa 60 mW.

Fig. 6a - Curve caratteristiche dell'azione del controllo di tono per P_u = 50 mW - 400 Hz.

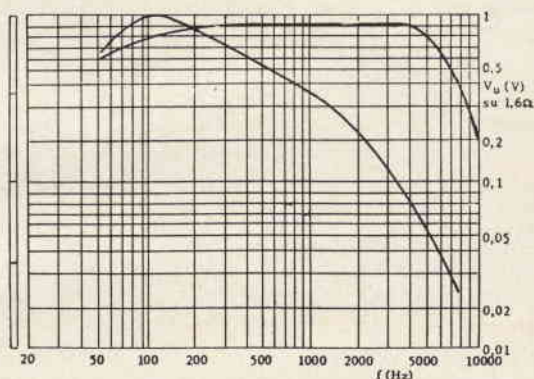



Fig. 6b - Curve caratteristiche dell'azione del controllo di tono W_u = 500 mW - 400 Hz.

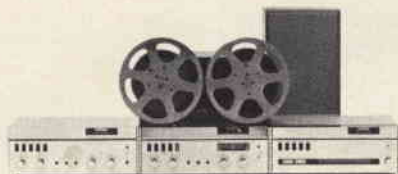
AZIONE DEI REGOLATORI DI TONO

L'azione dei regolatori di tono è rappresentata dalle curve di risposta elettrica di bassa frequenza rilevate per diverse posizioni dei regolatori stessi e del regolatore di intensità di volume.

I regolatori dovranno essere portati successivamente nelle posizioni estreme ed eventualmente nelle posizioni più correnti di funzionamento.

Per ciascuna delle posizioni dei regolatori di tono e per ciascuna posizione del regolatore di volume si otterrà una curva di risposta elettrica.

REVOX

LA REALTÀ DEL SUONO

Suono: la dimensione della realtà in cui più fitto
si intreccia l'intimo dialogare di esseri e cose.
Suono possente, delicato, armonioso, lacerante, confuso, cristallino,
suono che genera sensazioni ed emozioni personali, segrete.
Suono modulato da infinite sfumature essenziali,
che soltanto una tecnica di altissimo livello può riprodurre con perfezione assoluta.
Tecnica degli apparati Revox, trasparenti al suono.

- □ Registratore stereofonico professionale a 2 o 4 piste Revox A77
- □ Amplificatore stereofonico Hi-Fi 40+40 W sinus. -75+75 W di picco Revox A50
- □ Sintonizzatore stereofonico FM Revox A76
- □ Radiatori acustici Hi-Fi Revox da 15 a 40 W
- □ Microfono cardioide dinamico a bobina mobile Revox 3400

Presentati e garantiti in Italia da:

SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano - p.le Zavattari, 12

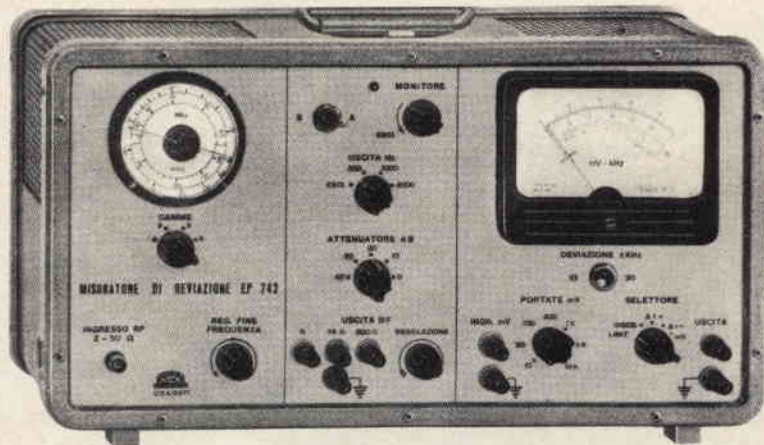



Fig. 7 - Misuratore di deviazione di frequenza da 30 a 190 MHz della Unaohm.

Le modalità delle misure dovranno essere identiche a quelle relative il paragrafo precedente.

La figura 6 a, b, si riferisce a due curve caratteristiche dell'azione dei regolatori di tono.

RISPOSTA GLOBALE ELETTRICA

La risposta globale elettrica, detta anche curva totale, di un ricevitore a modulazione di frequenza, è la caratteristica della potenza elettrica di uscita su un carico fittizio in funzione della frequenza di modulazione di un segnale normale a radiofrequenza modulato in frequenza ed avente ampiezza, frequenza portante e profondità di modulazione fisse, applicato all'ingresso del ricevitore attraverso l'antenna fittizia normale.

Una migliore aderenza della curva di risposta ed elettrica globale alla corrispondente curva di risposta acustica si può ottenere, specialmente in presenza di un circuito di controreazione facente capo al secondario del trasformatore di uscita, mediante l'impiego di un altoparlante fittizio.

Per effettuare la misura il ricevitore FM dovrà essere regolato per la minima distorsione possibile su un segnale avente la tensione normale di 0,55 mV per ingresso a 75 Ω o a 1,2 mV per ingresso a 300 Ω, avente la frequenza di 400 Hz e modulato al 30%.

Il regolatore di volume sarà disposto in modo che la tensione di uscita a 400 Hz sia inferiore di 10 dB rispetto a quella corrispondente alla massima potenza elettrica utilizzabile.

Per la misura di quest'ultima ci si regolerà secondo quanto esposto nel paragrafo che segue.

Se si verifica una saturazione oppure un sovraccarico in una qualunque parte dell'apparecchio, in qualche zona della gamma di frequenza in cui si effettuano le misure, si dovrà ridurre la potenza di uscita a 400 Hz, preferibilmente agendo sulla tensione di entrata, e si dovrà indicare la nuova condizione. I regolatori di tono, se presenti, dovranno essere predisposti, come al solito, per la massima banda passante.

Mantenendo costante la profondità si farà variare la frequenza di modulazione entro il campo di frequenza da 30 a 15.000 Hz e, per ogni valore della frequenza stessa, si misurerà la tensione di uscita.

I risultati delle misure si riporteranno in un grafico nel quale si indicherà sull'asse delle ascisse la frequenza di modulazione del segnale, preferibilmente in scala logaritmica, mentre sulle ordinate si indicherà il livello relativo alla tensione di uscita a 400 Hz.

Sul grafico si segneranno altresì il valore della potenza a 400 Hz, espressa in milliwatt, la tensione e la frequenza della portante, la profondità di modulazione ed eventualmente le posizioni dei regolatori di tono.

Sullo stesso grafico dovrà essere riportata la curva normale di deenfasi e, nell'interpretazione dei risultati, si dovrà te-

nere conto della mancata preenfasi del segnale a radiofrequenza.

La figura 8 si riferisce alla curva di risposta globale di un ricevitore FM.

DISTORSIONE NON LINEARE ELETTRICA DI BASSA FREQUENZA

La distorsione non lineare elettrica di bassa frequenza di un ricevitore FM è caratterizzata dalle curve che danno le distorsioni armoniche su un carico fittizio, misurate globalmente con distorsiometro o separatamente con un analizzatore armonico, in funzione della tensione o della potenza di uscita desiderata. Quando non è specificato diversamente la frequenza di misura è di 400 Hz.

Per effettuare la misura, l'ampiezza del segnale di entrata di bassa frequenza dovrà essere variata da dei valori molto bassi, tali da produrre un'uscita non superiore a — 60 dB rispetto alla potenza massima, fino ad un valore sufficiente a produrre detta potenza.

Si misureranno, per ciascuna ampiezza del segnale all'entrata, la tensione di uscita e la sua distorsione.

Variando la frequenza di misura il procedimento rimane invariato.

La curva relativa di questo genere di misura è la stessa riportata in figura 2.

DISTORSIONE NON LINEARE ELETTRICA COMPLESSIVA ALLA RIVELAZIONE

La distorsione non lineare elettrica complessiva alla rivelazione rappresenta la distorsione prodotta dagli stadi a radiofrequenza e a frequenza intermedia e dai circuiti di rivelazione di un ricevitore.

Pertanto nei rilievi il regolatore di volume dovrà essere posto in una posizione tale da rendere trascurabile il contributo delle distorsioni prodotte dall'amplificatore di bassa frequenza.

Essa è caratterizzata dalle curve che danno le distorsioni armoniche su un carico fittizio, misurate globalmente con un distorsiometro o separatamente con un analizzatore armonico, in funzione della tensione di un segnale normale a radiofrequenza modulato in frequenza, avente la frequenza portante, profondità e frequenza di modulazione fissi,e applicato all'entrata del ricevitore attraverso una antenna fittizia normale.

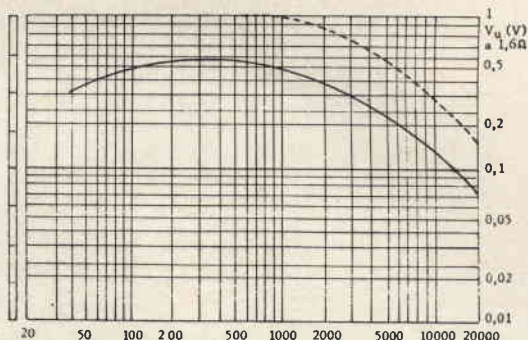



Fig. 8 - Curve di risposta globale di un ricevitore FM. $P_u = 0{,}19$ W - 400 Hz. Deenfasi (curva tratteggiata) a 50 µs.

Qualora non sia specificato diversamente la frequenza di modulazione dovrà essere di 400 Hz e la profondità di modulazione prima del 100% e successivamente del 30%.

Per effettuare la misura si applicherà al ricevitore una serie di segnali normali modulati in frequenza al 100% con una frequenza di modulazione di 400 Hz. La tensione minima del segnale dovrà essere tale da dare un dislivello di almeno 40 dB fra segnale e rumore all'uscita.

Se, a causa del ronzio, non si riuscirà ad ottenere questo dislivello nella misura con distorsiometro, ci si limiterà a 30 dB e si userà anche l'analizzatore armonico.

In questo caso i due misuratori dovranno essere collegati permanentemente. Regolando il comando di volume per un'uscita di 50 mW, oppure per 1/10 della potenza elettrica di massima uscita, scegliendo il minore di questi due valori. Si aumenterà successivamente l'ampiezza

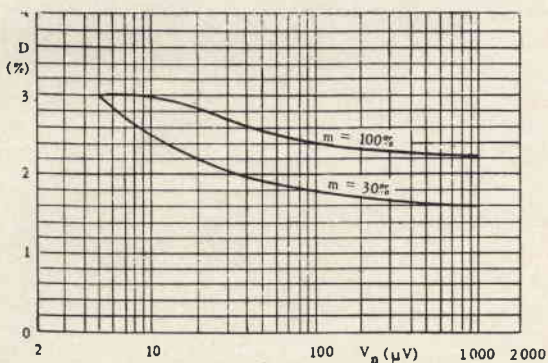



Fig. 9 - Curva della distorsione non lineare elettrica complessiva alle rivelazioni.

TABELLA RELATIVA AGLI ERRORI NELLE MISURE DI TENSIONE DISTORTA

1	2	3	4		5		6		7	
Ordine ed entità delle armoniche rispetto alla fondamentale		Valore efficace (indicazione riferita alla sinusoide pura posta = 100)	Voltmetri tarati in valore efficace, che misurano:							
			Il valore di cresta				Il valore medio			
			indicazione (riferita alla sinusoide pura posta = 100)		errore rispetto al valore efficace		indicazione (riferita alla sinusoide pura posta = 100)		errore rispetto al valore efficace	
ordine	entità (%)	(%)	min	max	(%)	(%)	min	max	(%)	(%)
qualunque	0	100	100		0		100		0	
II	10	100,5	90	110	— 10,4	+ 9,5			— 0,5	
	20	102	80	120	— 22	+ 18			— 2,0	
	50	112	75	150	— 33	+ 34	100		— 10,6	
	75	125	92	175	— 27	+ 40			— 20	
	100	141	112	200	— 20	+ 41			— 29	
III	10	100,5	90	110	— 10,4	+ 9,5	97	103	— 3,8	+ 2,7
	20	102	86	160	— 16	+ 18	93	107	— 8,5	+ 4,7
	50	112	108	150	— 3,4	+ 34	83	117	— 25	+ 4,2
	75	125	127	175	+ 1,6	+ 40	75	125	— 40	0,0
	100	141	152	200	+ 7,5	+ 41	67	133	— 53	— 5,7
IV	10	100,5	92	110	— 8,5	+ 9,5			— 0,5	
	20	102	96	120	— 5,9	+ 18	100		— 2,0	
	50	112	120	150	+ 7,3	+ 34			— 10,6	
V	10	100,5	95	110	— 5,5	+ 9,5	98	102	— 2,5	+ 1,5
	20	102	103	120	+ 1,0	+ 18	96	104	— 5,9	+ 2,0
	50	112	129	150	+ 15	+ 34	90	110	— 19	— 1,5
II e III	20% di II + 10% di III	102,5	77	130	— 25	+ 27	97	103	— 5,4	+ 0,5
	50% di II + 20% di III	114	70	170	— 38	+ 50	93	107	— 18	— 5,8

NOTA. — Gli errori delle colonne 5 e 7 sono stati calcolati prima di arrotondare i valori di provenienza delle colonne 3, 4 e 6.

del segnale di entrata riportando con il regolatore di volume la potenza di uscita, al valore iniziale.

Per ogni livello di entrata si accorda accuratamente il ricevitore per la minima distorsione.

Per ciascuna ampiezza del segnale di entrata si misurano o la distorsione globale o le componenti armoniche del segnale di uscita, secondo che sia stato o no possibile ottenere un dislivello di 40 dB fra segnale e rumore di uscita. Modulando il segnale al 30% si ottiene una seconda curva possibilmente con la stessa potenza di uscita.

La rappresentazione grafica dei risul-

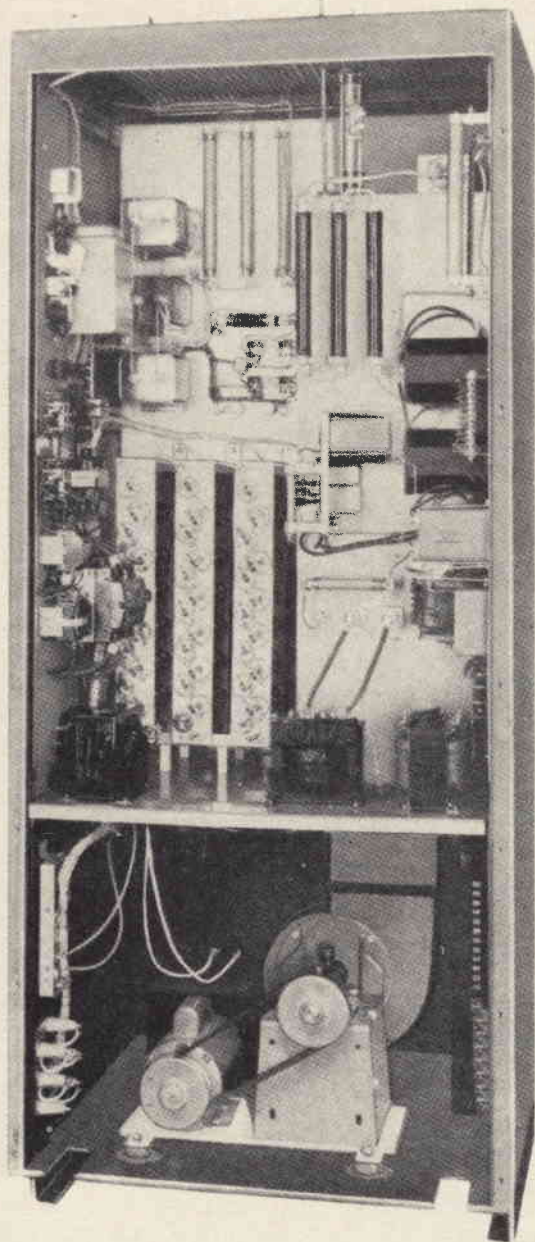



Fig. 10 - Parte posteriore di un trasmettitore FM della RCA della potenza di 10 kW.

tati si effettua portando sulle ascisse, in scala logaritmica, l'ampiezza del segnale di entrata e sulle ordinate, in scala lineare, la distorsione totale, misurata, nel caso si usi il distorsiometro, oppure calcolata con la formula indicata nella puntata precedente nel caso dell'analizzatore.

La figura 9 si riferisce alla curva della distorsione non lineare elettrica complessiva alla rivelazione.

IL PHASITRON (sistema di modulazione)

Il sistema di modulazione Phasitron impiega un tubo modulatore speciale realizzato a suo tempo dalla GECO e noto per l'appunto con il nome di « Phasitron ».

Se il segnale d'ingresso di bassa frequenza è sottoposto ad un adatto processo di enfasi, tramite un circuito correttore, all'uscita del Phasitron sarà presente un segnale a radio frequenza modulato in frequenza.

In queste condizioni il circuito oscillatore può essere pilotato con un quarzo stabilizzatore. Le oscillazioni avvengono alla stessa frequenza fondamentale dello stadio pilota, ed una serie di moltiplicatori di frequenza provvede successiva-

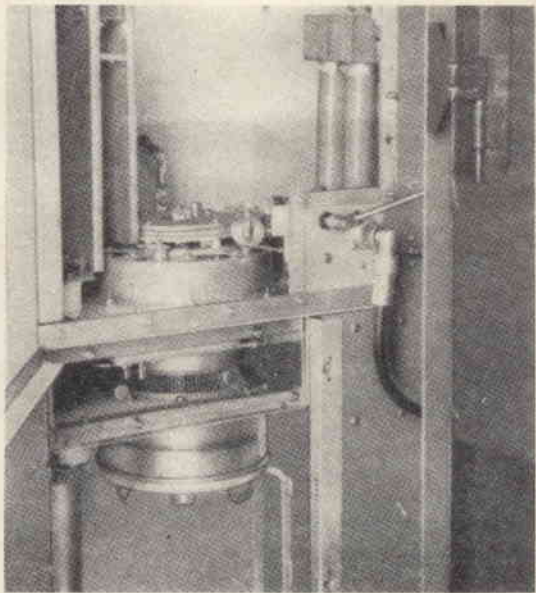



Fig. 11 - Stadio amplificatore di potenza del trasmettitore di potenza da 10 kW di fig. 10.

mente alla moltiplicazione di frequenza e a quella deviazione.

Le figure 12 e 13 indicano rispettivamente la sezione di un tubo Phasitron e la sua rappresentazione schematica.

Gli elettroni emessi dal catodo di un tubo Phasitron sono soggetti all'azione delle due placche 1 e 2, che sono polariz-

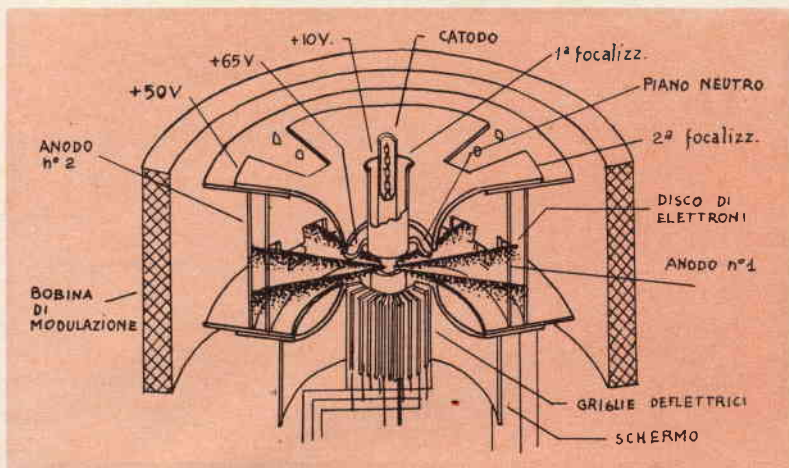



Fig. 12 - Vista in sezione di un Phasitron delle G.E.C.O. per trasmettitore a modulazione di frequenza.

zate positivamente su dei potenziali che approssimativamente sono di 200 e 250 V.

Per quanto l'anodo 2 sia collocato posteriormente all'anodo 1 esso può far sentire ugualmente la sua azione su gli elettroni emessi dal catodo per il fatto che sull'anodo 1 sono state effettuate delle apposite aperture.

Gli elettrodi focalizzatori 1 e 2, polarizzati con una tensione dell'ordine di 10 V il primo e di 25 V il secondo, agiscono in modo che il flusso elettronico assuma la forma di un disco di sezione alquanto affusolata, di asse comune con il catodo.

Il piano neutro è polarizzato con una tensione di 30 V ed è chiaramente visibile in figura 12.

Tutt'attorno è disposto un sistema di griglie deflettrici, riunite in tre sistemi alternati A, B e C, che sono eccitati tramite tre tensioni trifasi aventi una frequenza costante che è fornita da un generatore controllato a quarzo.

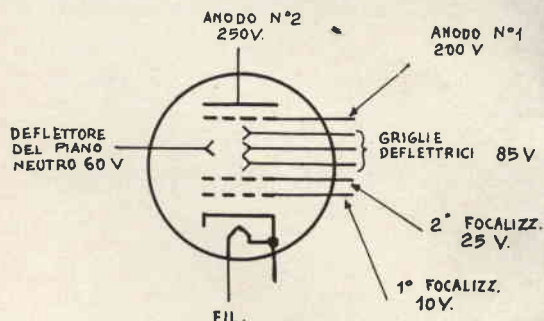



Fig. 13 - Rappresentazione schematica del Phasitron della G.E.C.O. di figura 12.

L'azione delle griglie deflettrici si manifesta mediante la deformazione del disco elettronico che, in un dato istante assumerà l'aspetto ondulato chiaramente visibile in figura 14 per il fatto che le maglie positive del sistema formeranno il bordo del disco in un senso e quelle negative il bordo in senso opposto.

Poiché è evidente che il campo elettrico deformante è ruotante, ruoterà anche lo stato di deformazione del disco.

Se osserviamo la figura 15 possiamo constatare che il tratto continuo indica la traccia del disco ondulato in un istante in cui gli elettroni attraversano le aperture praticate nell'anodo più interno raggiungendo quello esterno quando nel circuito circola la massima corrente. Dopo un mezzo periodo la traccia del disco ondulato sarà invece quella tratteggiata. In questo caso gli elettroni raggiungeranno l'anodo più interno nel cui circuito si avrà la massima corrente. Se si dispone attorno al circuito la bobina di modulazione, visibile in figura 12, la corrente modulante che la percorre genererà un campo magnetico le cui linee di flusso attraverseranno il disco elettronico.

Le traiettorie degli elettroni, in conseguenza di tale campo, si incurveranno più o meno, in relazione alla intensità del campo, che come abbiamo detto dipende dalla corrente di modulazione, la qualcosa darà luogo ad una modulazione di fase che si ripercuoterà sulla corrente che scorre nei circuiti dei due anodi. Le oscillazioni applicate alle griglie deflettrici verranno così modulate di fase, dalla cor-

Fig. 14 - Deformazione del disco elettronico con aspetto ondulato.

rente modulante che scorre nella bobina di modulazione coassiale al Phasitron.

La figura 16 si riferisce ad un circuito in cui si impiega un tubo Phasitron. Il circuito oscillante è accordato sulla frequenza fondamentale del quarzo ed ogni lato del circuito fa capo ad uno dei due anodi del Phasitron.

Pertanto questo circuito oscillante è eccitato dalla periodica variazione del numero degli elettroni che giungono sui due anodi.

Nello schema è visibile pure l'avvolgimento di modulazione che produce il campo magnetico il quale agendo sul disco ondulato, come abbiamo spiegato; lo obbliga a ruotare attorno al suo asse che è rappresentato dal catodo.

Si deve precisare che mediante degli opportuni accorgimenti di natura meccanica ed elettrica è possibile agire in modo che il Phasitron possa dare delle variazioni di fase che corrispondono a delle variazioni di frequenza fino a 180 Hz, e pertanto mediante delle opportune moltiplicazioni di frequenza è possibile raggiungere il valore finale di ± 75 kHz, che è richiesto per i normali trasmettitori a modulazione di frequenza.

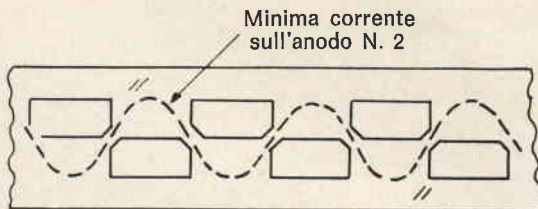



Fig. 15 - Rappresentazione pratica della deformazione del disco deformante nelle convinzioni di massima corrente nell'anodo 2 e di minima corrente.

Come si può osservare in figura 16 il Phasitron, per funzionare regolarmente necessita di alcuni circuiti supplementari.

Infatti, oltre ai circuiti che hanno il compito di fornire le opportune tensioni di polarizzazione ai vari elettrodi, si possono notare la particolarità del circuito di uscita in controfase tra i due anodi del Phasitron e, soprattutto, il circuito sfasatore il cui compito è quello di alimentare le griglie.

La struttura di principio come abbiamo già accennato è quella del circuito monotrifase di Scott.

In questo circuito si genera una tensione a 90° con quella di riferimento e dalla combinazione delle due si ottengono tre tensioni che vengono a trovarsi esattamente a 120° gradi elettrici l'una dall'altra.

Il circuito di modulazione è del tutto separato dal resto del circuito ed alimenta esclusivamente la bobina di modulazione mediante un amplificatore di tipo convenzionale.

Il modulatore Phasitron richiede delle particolari attenzioni sulla sua messa a punto data la complessità dei circuiti e la presenza di numerosi comandi.

Il metodo più semplice consiste nell'eseguire le correzioni in modo da ottenere la minima distorsione possibile controllando successivamente sia la curva livello-frequenza sia l'eccitazione all'inizio della catena dei moltiplicatori.

Naturalmente queste considerazioni sono valide soltanto per piccoli ritocchi, mentre la messa a punto generale dei circuiti di questo genere viene effettuata dalla casa costruttrice.

In linea di massima la messa a punto del Phasitron si esegue nel seguente modo:

1) si applicano ai focalizzatori le tensioni previste;

2) si modula una frequenza fissa di 400 Hz ritoccando leggermente lo sfasato-

Più "Elettricità" per il vostro denaro!

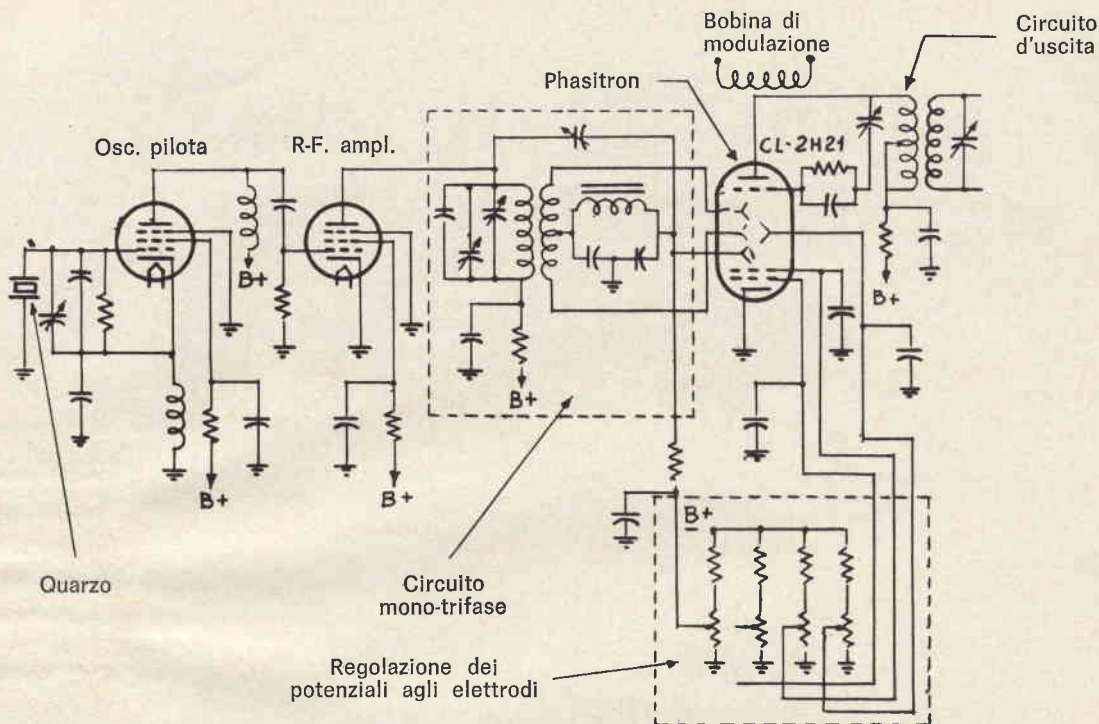



Fig. 16 - Circuito di un Phasitron completo di oscillatore pilota, amplificatore RF e bobina di modulazione.

re di Scott in modo da ottenere la minima distorsione possibile;

3) si passa a modulare una frequenza di 50 Hz e si ritoccano lievemente le tensioni dei focalizzatori sempre in modo da ottenere la minima distorsione.

Da notare che la tensione dei focalizzatori influenza sensibilmente l'uscita a radio frequenza per cui è necessario raggiungere un compromesso, per tentativi, fra la minima distorsione alle basse frequenze e la corretta eccitazione del primo moltiplicatore.

In genere dei lievi ritocchi ai primi moltiplicatori di frequenza possono migliorare sia la distorsione sia la cifra livello-frequenza.

La regolazione di un Phasitron deve essere effettuata dopo 2000 ore di lavoro.

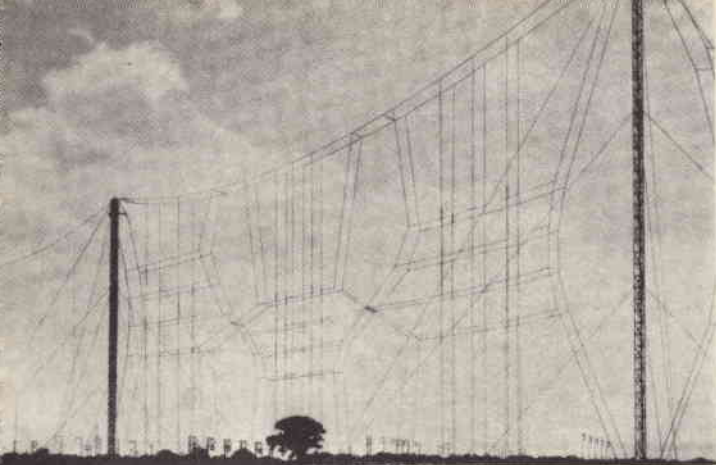
MISURATORE DI DEVIAZIONE DI FREQUENZA

La figura 7 si riferisce ad un misuratore di deviazione della UNAOHM che è costituito da un generatore di bassa frequenza, da un millivoltmetro e da un indicatore del picco massimo di deviazione di frequenza, destinato al controllo e alla messa a punto dei modulatori FM.

Il generatore di BF dispone di tre frequenze fisse: 300, 1.000 e 3.000 Hz.

Il millivoltmetro ha una sensibilità massima di 10 mV fs, con una impedenza di ingresso di 1 MΩ ed un campo di frequenza compreso fra 10 Hz e 30 kHz. Il misuratore di deviazione copre le gamme comprese fra 30-40 MHz, 66-88 MHz, 80-140 MHz, 140-190 MHz e 420-450 MHz.

Come indicatore di deviazione di frequenza si utilizza lo stesso millivoltmetro sul cui quadrante sono riportate due scale supplementari da 0 a 10 kHz o 0 a 30 kHz.

Lo strumento consente anche il controllo del livello del segnale d'ingresso a RF, l'esatta centratura della frequenza del discriminatore ed il picco massimo della deviazione positiva e negativa.

RADIO DIFFUSIONE

MULTI-ACCOPPIATORI SEPARATORI ELETTRONICI

di P. Soati

Nella tecnica della ricezione professionale, tanto nel campo delle radiocomunicazioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche quanto in quello dei servizi radiofonici, di smistamento o di controllo, molto di frequente è indispensabile collegare più ricevitori ad una stessa antenna.

Questo genere di collegamento non può essere fatto direttamente poiché oltre ad una pessima ripartizione dell'energia in arrivo dall'antenna, i circuiti dei ricevitori possono influenzarsi fra loro dando luogo alla formazione di onde spurie, molto dannose per il buon andamento del servizio.

Il problema, da qualche anno a questa parte, è stato brillantemente risolto realizzando dei multi-accoppiatori elettronici, che talvolta sono noti anche con il nome di amplificatori-separatori d'antenna, il cui compito non è essenzialmente quello di amplificare una tensione di antenna insufficiente oppure di rendere più sensibili i ricevitori, anche se in realtà un certo aumento della sensibilità si ottiene, ma bensì di aumentare il rendimento complessivo dell'impianto di antenna e di permettere la equa distribuzione dell'energia in arrivo ad un certo numero di ricevitori contemporaneamente, numero che in genere non è mai inferiore a sei.

I multi-accoppiatori elettronici non possono essere costruiti in modo da servire una vasta gamma di frequenze, pertanto si preferisce realizzarne dei modelli adatti a coprire rispettivamente le gamme delle onde medie e lunghe, delle onde corte, e le varie gamme delle onde VHF.

È evidente che un dispositivo elettronico di questo tipo permette di conseguire

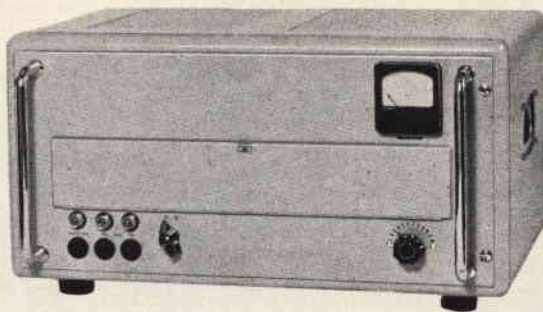



Fig. 1 - Multi-accoppiatore d'antenna elettronico TELEFUNKEN - V 119/Lw1 da 10 kHz a 2,2 MHz (136 - 30.000 m).

un notevole risparmio di antenne. Ciò è della massima importanza per i centri riceventi presso i quali è necessario disporre di molte antenne orientate nelle varie direzioni del globo.

Se ammettiamo infatti che un centro ricevente disponga di sei ricevitori che debbano essere sempre in condizioni di ricevere, anche contemporaneamente, delle comunicazioni da località aventi dieci direzioni differenti, per avere la certezza di essere in condizioni di stabilire regolarmente i collegamenti, il centro dovrebbe disporre di ben 60 antenne rombiche, o di tipo simile. Impiegando dieci accoppiatori elettronici, aventi ciascuno sei uscite, è sufficiente disporre di altrettante antenne, cioè dieci, per avere la suddetta certezza.

La ricezione che è possibile ottenere mediante l'impiego di un multi-accoppiatore elettronico è del tutto simile a quella che si otterrebbe collegando ciascun ricevitore ad una singola antenna.

MULTI-ACCOPPIATORE PER ONDE LUNGHE E MEDIE

La figura 1 si riferisce al multi-accoppiatore elettronico V 119 Lw/1, della Telefunken, il quale è adatto a coprire la gamma di frequenza compresa fra i 10 kHz ed i 2,2 MHz (136 - 30.000 m).

Esso si compone di un amplificatore a larga banda molto sensibile, ma con un bassissimo coefficiente di distorsione non lineare, e di un sistema ripartitore. Questo amplificatore a larga banda, che è stato concepito come amplificatore iterativo ed è equipaggiato con tubi a lunga durata del tipo EL 803, è collegato ad una serie di circuiti ad induttanza e capacità, visibili in figura 2, che formano dei filtri passa-basso.

Metà dell'impedenza dei circuiti passa-basso è disposta dal lato della placca e assume le caratteristiche di resistenza esterna dei tubi elettronici. Siccome la velocità di propagazione è la stessa tanto nei filtri passa-basso di placca, quanto in quelli di griglia, le correnti alternative di placca si addizionano fra loro all'uscita dell'amplificatore.

L'adattamento dei suddetti filtri al cavo di entrata (di antenna) e a quello del sistema ripartitore, viene effettuato mediante degli appositi trasformatori di entrata e di uscita.

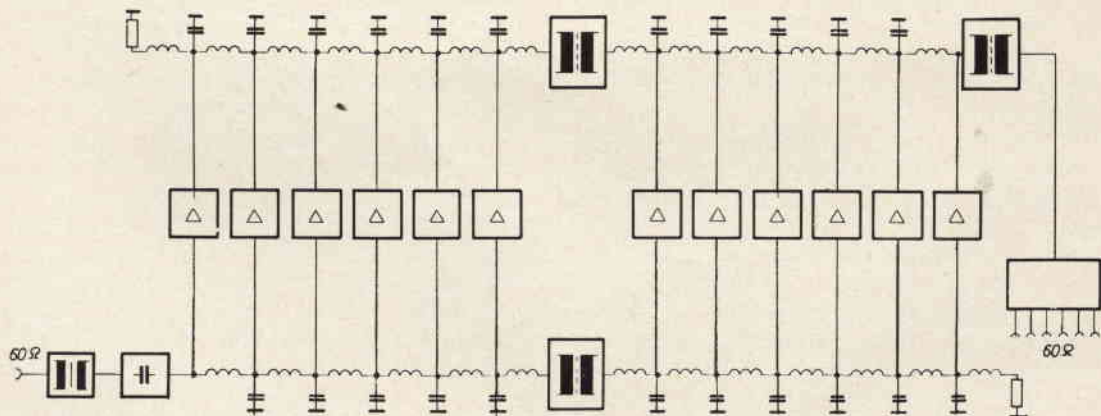



Fig. 2 - Schema di principio del multi-accoppiatore elettrico della Telefunken — V119/LW 1.

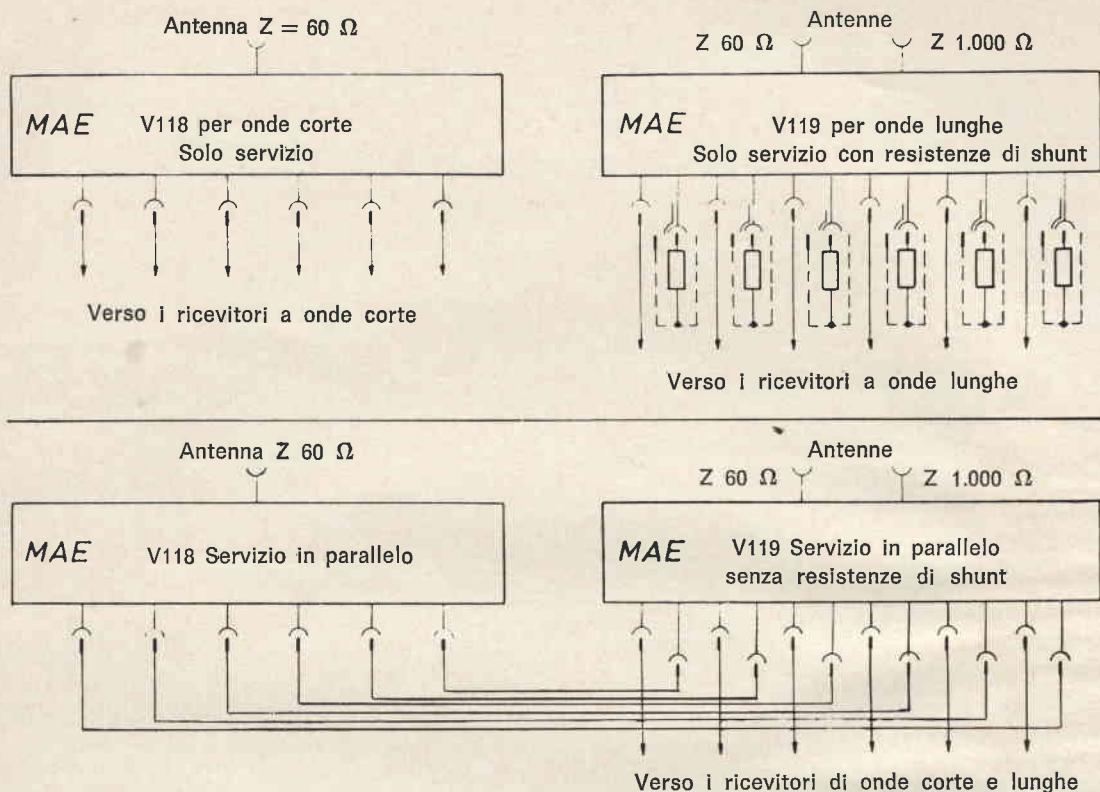



Fig. 3 - Collegamento in parallelo di un multi-accoppiatore V119 per onde corte e lunghe con un multi-accoppiatore V 118 per onde corte.

Allo scopo di compensare eventuali fenomeni di distorsione l'amplificatore iterativo è suddiviso in due parti che sono montate in circuito push-pull mediante dei trasformatori.

In considerazione di ciò i prodotti di modulazione $f_1 \pm f_2$ risultano alquanto ridotti, mentre la protezione contro i fenomeni di intermodulazione e la riduzione dei fenomeni armonici di modulazione, $2 f_1 \pm f_1$, si consegue mediante un effetto controreattivo su ciascun tubo elettronico inserendo nei rispettivi catodi dei resistori non shuntati da condensatori.

Il circuito di ripartizione delle uscite comprende dei potenziometri ohmici che sono regolati in modo da ottenere sei impedenze di uscita a 60 Ω.

La tensione di uscita che è prelevabile a ciascuna uscita del multi-accoppiatore elettronico V 119 è pressappoco la stessa che sarebbe fornita dall'antenna se essa fosse collegata direttamente ad un singolo ricevitore.

Da notare che i resistori shunt, che costituiscono i potenziometri, sono alloggiati in appositi vani dei cavi di uscita a radiofrequenza e che pertanto è possibile asportarli con facilità realizzando in questo caso un'uscita ad alta impedenza. Ciò permette di collegare l'accoppiatore in questione in parallelo ad un accoppiatore per onde corte (V 118) senza che si manifesti un notevole sfasamento.

La figura 3 si riferisce per l'appunto al collegamento in parallelo di un multi-accoppiatore per onde corte con un accoppiatore V 119 per onde lunghe-medie.

La figura 4 mostra invece come deve essere collegato il multi-accoppiatore di antenna in un complesso comprendente sei ricevitori.

CARATTERISTICHE DI UN ACCOPPIATORE DI ANTENNA

Come abbiamo visto un multi-accoppiatore elettronico di antenna deve risponde-

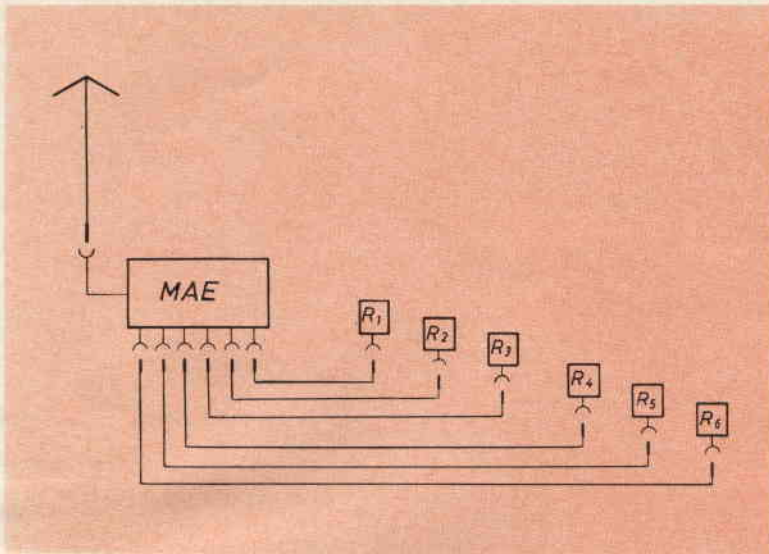



Fig. 4 - Collegamento di un multi-accoppiatore elettronico ad una sola antenna e sei ricevitori.

re a dei requisiti ben precisi e fra questo dobbiamo mettere particolarmente in evidenza i seguenti:

1) Il rapporto segnale-rumore non deve essere assolutamente ridotto dall'impiego del multi-accoppiatore. Per questo motivo devono essere impiegati dei tubi o dei transistori con basso rumore di fondo.
2) All'entrata del multi-accoppiatore vengono applicate le tensioni dei trasmettitori che sono captate dall'antenna, cioè quella desiderata e quelle non desiderate. Ciò, in relazione alla mancanza di linearità dei tubi, può dar luogo nei ricevitori a dei prodotti di modulazione o di armoniche che possono essere alquanto nocivi. Pertanto, allo scopo di non magnificare il fenomeno, il multi-accoppiatore deve avere una diafonia a radio frequenza notevolmente bassa.

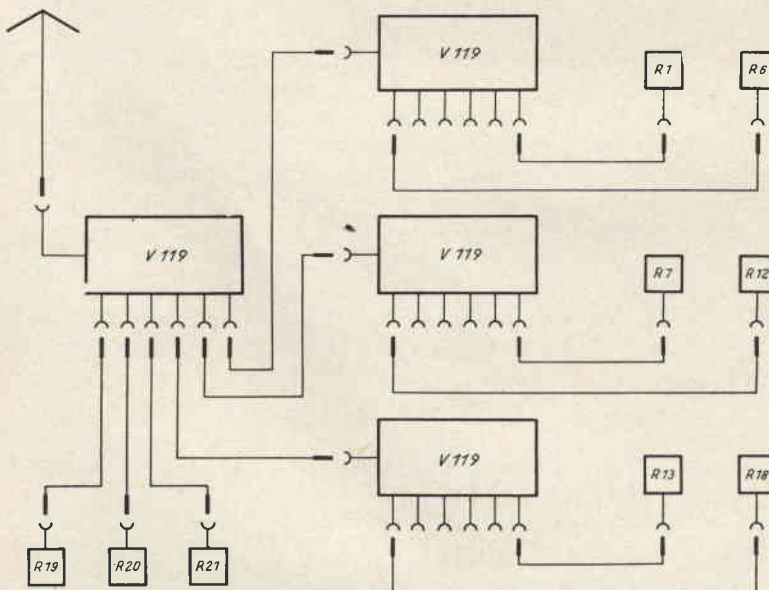
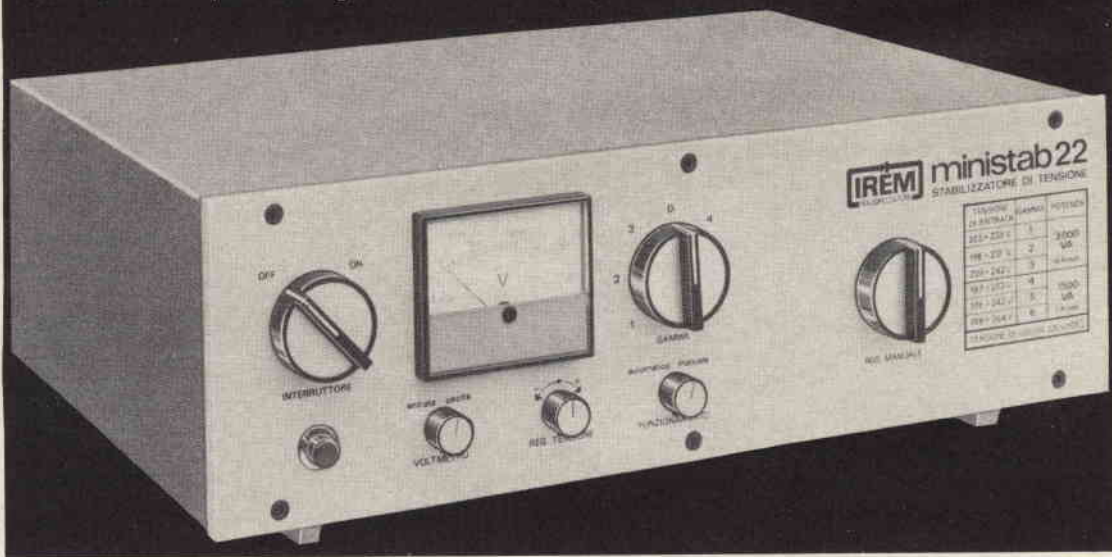



Fig. 5 - Collegamento in serie di 4 multi-accoppiatori che consente l'impiego di una unica antenna per 21 ricevitori.

stabilizzatore di tensione

SIREA PRINT

ministab 22

Il MINISTAB 22 è uno stabilizzatore di tensione monofase di alta qualità, particolarmente studiato per impieghi di laboratorio. Mantiene la tensione perfettamente costante entro il ± 0,5 % indipendentemente da variazioni di rete o di carico, non introduce alcuna distorsione armonica, non risente del fattore di potenza del carico, ha un rendimento altissimo. Inoltre è dotato di uno speciale commutatore di gamma che permette di adattarlo alle variazioni della rete da stabilizzare e può erogare 1,5 KVA oppure 3 KVA a seconda della gamma prescelta.
Il MINISTAB 22 è pronto a magazzino e costa meno di quanto le sue caratteristiche farebbero supporre.

la **IREM** produce anche gli **STEROSTAB** stabilizzatori monofasi e trifasi per potenze da 3 a 300 KVA richiedeci i cataloghi dettagliati e se avete problemi di stabilizzazione sottoponeteceli: i nostri tecnici sono a Vostra completa disposizione □

Via Vaie 32/a 10050
S. Antonino di Susa
(Torino) tel. 963933

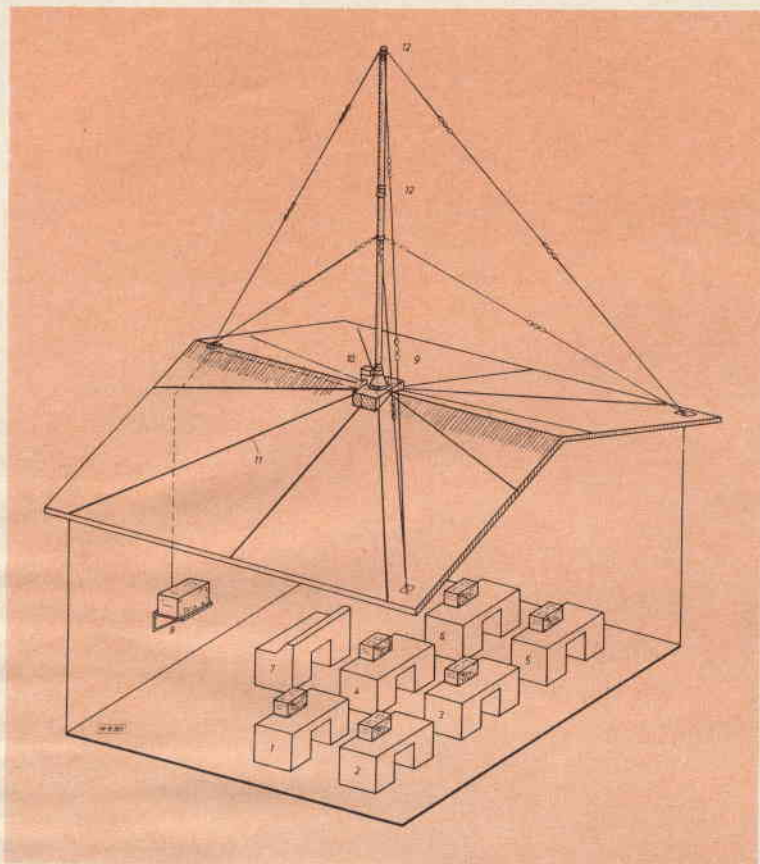



Fig. 6 - Stazione ricevente con un'antenna omnidirezionale e sei ricevitori. 1-6 ricevitori, 7 posto di controllo, 8 multi-accoppiatore di antenna, 9 base della antenna, 10 entrata del cavo, 11 contrapeso, 12 compensatore di fase.

3) Quando in un ricevitore due frequenze f_1 e f_2 abbiano un valore molto vicino alla banda passante, si possono verificare dei prodotti di modulazione del tipo $2 f_1 \pm f_1$. Pertanto non è opportuno che un multi-accoppiatore sia in grado di amplificare i segnali molto deboli perché in tal caso le emissioni spurie e quelle interferenti sarebbero notevolmente amplificate con grave danno per la qualità della ricezione. In linea di massima l'amplificazione di un separatore-amplificatore non deve essere superiore ad 1.

4) Il grado di disaccoppiamento fra le varie uscite del multi-accoppiatore deve essere identico a quello che è possibile ottenere collegando i ricevitori ad altrettante antenne separate.

5) Tenuto conto che quando un multi-accoppiatore elettronico subisce una avaria, si fermano contemporaneamente tutti i ricevitori che sono collegati alle sue uscite, è necessario che esso sia realizzato mediante dei componenti di ottima qualità, con dei tubi a lunga durata o dei transistori altamente selezionati.

CARATTERISTICHE PROPRIE DEL MULTIACCOPPIATORE ELETTRONICO VL 119

Gamma di frequenza: da 10 kHz a 2,2 MHz (136 - 30.000 m). Entrata: 60 Ω e 1.000 Ω, asimmetrica. Uscita: 6 x 60 Ω concentrica. Sensibilità: circa 5 kT_0 (7 dB). Amplificazione di tensione, per entrata a 60 Ω da —2 a + 4 dB. Selettività lineare: le frequenze inferiori a 5 kHz e superiori a 3,2 MHz sono attenuate di 20 dB. È prevista la possibilità di inserire dei filtri supplementari.

Diafonia ad alta frequenza: in presenza

di modulazione, all'entrata a 60 Ω, di due trasmettitori aventi ciascuno un campo di 20 mV e la frequenza f_1 e f_2, l'attenuazione dei prodotti di modulazione $f_1 \pm f_2$ e $2 f_1 \pm f_2$ e $2 f_2 \pm f_1$, è di circa 90 dB. La frequenza di f_1 e f_2 è stata prevista, in questo caso rispettivamente di 50 kHz e di 1,6 MHz.

In caso di entrata a 1.000 Ω per i due trasmettitori di cui sopra si ottiene la stessa attenuazione per un campo di entrata quadruplo.

Protezione contro l'intermodulazione: un trasmettitore perturbatore avente un campo em di 2,5 V produce una intermodulazione del 10% all'entrata a 60 Ω. Lo stesso valore di intermodulazione è prodotto, per un'entrata a 1.000 Ω, da un trasmettitore il cui campo sia di 10 V. Controllo dei tubi elettronici: mediante uno strumento commutabile che indica tutte le correnti continue dei tubi stessi.

Applicazioni: raccordo a sei ricevitori contemporaneamente. Collegamento in serie di più multi-accoppiatori di antenna come mostrato nell'esempio di figura 5.

Collegamento in parallelo con altri multi-accoppiatori destinati ad altre gamme di frequenza.

La figura 6 si riferisce ad una stazione di ricezione per radiocomunicazioni con sei posti di lavoro collegati ad un'antenna omnidirezionale mediante il multi-accoppiatore elettronico V 119/Lw.

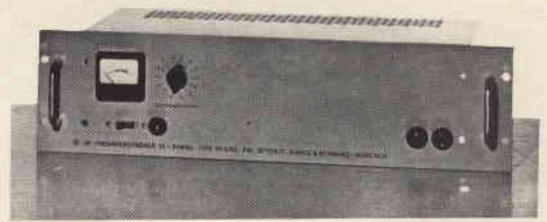



Fig. 7 - Amplificatore-separatore d'antenna della Rhode & Schwarz della serie NV4 da 1,6 a 30 MHz.

La Telefunken dispone di altri modelli di accoppiatori elettronici fra i quali il modello V 118 kw 4 da 1,6 a 30 MHz ed una serie di modelli V 122 Uk da 25 a 223 MHz.

MULTI-ACCOPPIATORE NV PER ONDE CORTE DELLA RHODE & SCHWARZ

In figura 7 è visibile invece un multi-accoppiatore della ditta Rhode & Schwarz adatto a coprire la gamma da 1,6 a 30 MHz avente una sensibilità da 5 a 9 kT_0 nella gamma 1,6 - 18 MHz, < 15 kT_0 nella gamma 18 - 25 MHz e < 20 kT_0 nella gamma 25 - 30 MHz. L'impedenza d'ingresso normalmente è a 60 Ω asimmetrica e quella di uscita è dello stesso tipo.

Lo schema di principio di questo separatore-amplificatore è visibile in figura 8. L'energia dell'antenna viene trasferita al

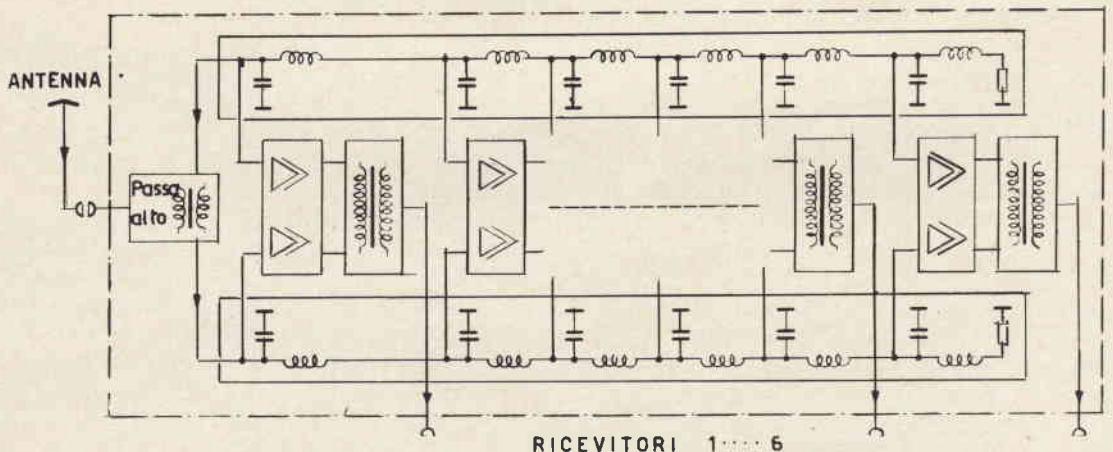



Fig. 8 - Schema elettrico di principio del multi-accoppiatore di antenna Rhode & Schwarz di figura 7.

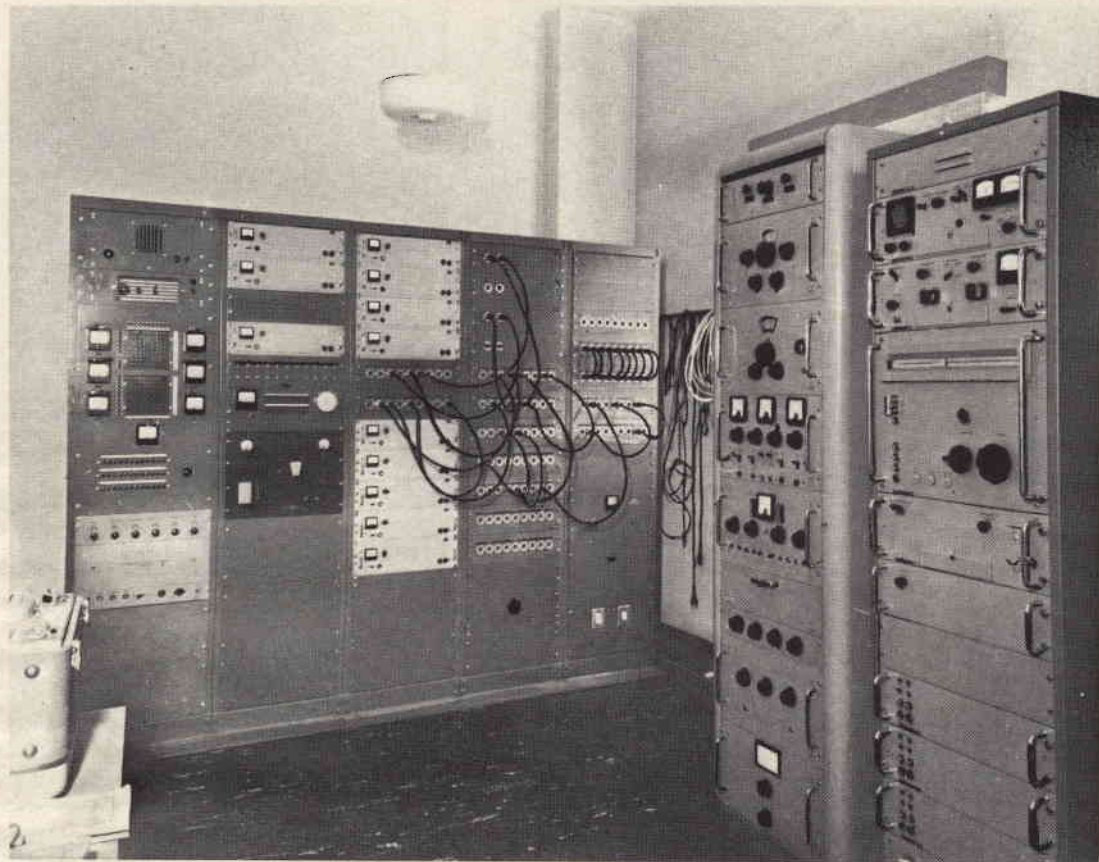



Fig. 9 - Pannello smistamento antenne di un centro ricevente. Sono visibili 12 multi-accoppiatori di antenna Rhode & Schwarz.

separatore mediante un filtro passa-alto che impedisce l'ingresso a tutte le frequenze di disturbo inferiori alla gamma di ricezione ed in particolare modo a quelle dei trasmettitori di radiodiffusione locali che abbiano forte intensità.

Dopo il filtro di entrata si trova un traslatore a larga banda che permette di adattare l'impedenza dei cavi asimmetrici o simmetrici all'impedenza dell'amplificatore separatore. Anche in questo caso tutti gli stadi amplificatori sono del tipo push-pull.

Ciò permette di ottenere una buona compensazione della distorsione dovuta alle armoniche pari e una diminuzione della distorsione provocata dalle armoniche dispari, dividendo la tensione su due valvole alla volta. Ciascuna uscita è provvista di uno stadio in push-pull.

Gli stadi amplificatori sono disposti quali capacità trasversali di una linea a catena con una frequenza limite superiore a 30 MHz.

Per ogni stadio amplificatore in controfase sono impiegati due doppi triodi in circuito cascode; ciò permette di ottenere un rumore di fondo minimo ed un elevato grado di disaccoppiamento fra le uscite.

Una caratteristica notevole del circuito in questione è rappresentata dall'efficace accoppiamento reciproco a larga banda. Mediante questo principio si evitano in modo particolarmente stabile, la modulazione incrociata e le eventuali distorsioni.

Il disaccoppiamento della tensione di segnale viene parimenti ottenuto con un traslatore a larga banda.

Anche questo tipo di multi-accoppiatore

elettronico è equipaggiato con delle valvole a lunga durata: infatti la loro durata media garantita è dell'ordine delle 10.000 ore.

Allo scopo di mantenere la perfetta simmetria dei circuiti controfase anche se qualche valvola è invecchiata, ogni stadio è provvisto di accoppiamento reciproco a corrente continua con elevata resistenza catodica ed una tensione di griglia stabilizzata.

Mantenendo costante la corrente anodica si garantisce una elevata simmetria anche se l'emissione di una valvola si riduce a meno della metà.

La figura 10 a, b, c, si riferisce alle più frequenti applicazioni di un separatore-amplificatore Rhode & Schwarz.

Nella figura 10 a, un'antenna rombica risulta collegata tramite una linea di trasformazione ad un cavo simmetrico direttamente all'amplificatore, il cui traslatore di entrata deve essere adattato alla linea simmetrica.

In figura 10 b, l'energia di ricezione viene trasferita ad un cavo coassiale mediante un trasformatore di adattamento.

Come è indicato in figura 10 c, qualche volta è necessario collegare un filtro passa-alto direttamente all'antenna, onde evitare che le emissioni dei trasmettitori ad onde lunghe, di forte intensità possano provocare della distorsione nel traslatore alla base dell'antenna.

L'impedenza di entrata particolarmente costante dell'amplificatore dà la possibilità di collegare un amplificatore di antenna ai due terminali dell'antenna rombica quale resistenza di chiusura. Conseguentemente si può utilizzare l'antenna stessa nelle due direzioni di ricezione, cosa che sarebbe impossibile se vi si collegassero direttamente i ricevitori ad onde corte attualmente esistenti in commercio.

Sulla parte anteriore dell'amplificatore-separatore NV sono presenti uno strumento ed un commutatore. Portando il commutatore sulle posizioni da 1 a 12 è possibile controllare, un minuto dopo la accensione, l'emissione di tutte le valvole amplificatrici.

Se l'indice dello strumento si trova nella zona blu ciò significa che le valvole

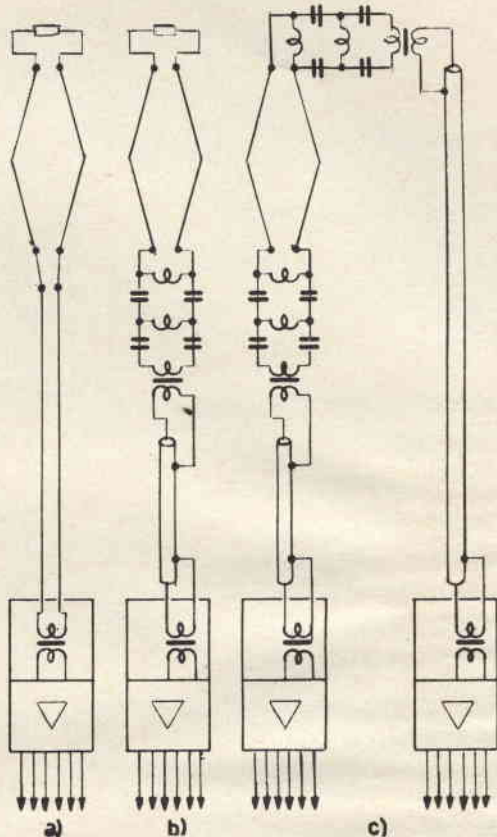



Fig. 10 - Schemi di collegamento ad un'antenna rombica del multiaccoppiatore di figura 7.

sono in perfetta efficienza. Se l'indice non entra nella zona blu è necessario sostituire le valvole aventi il numero corrispondente a quello indicato dal commutatore.

Infatti ogni valvola è contrassegnata con un numero da 1 a 12 esattamente come il commutatore di controllo.

Tutte le valvole sono facilmente accessibili togliendo le due viti godronate e la calotta posteriore.

Sulla posizione U_A del commutatore si effettua il controllo della tensione anodica dell'alimentatore incorporato nell'apparecchio.

Qualora l'indice dello strumento si trovi nella zona rossa ciò significa che la tensione anodica è buona o per lo meno sufficientemente buona.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

ARCOBALENO

Mi sono trovato sotto un temporale, ma un temporale, di quelli che fanno pensare alla fine del mondo. Lampi e tuoni vicino a me erano contemporanei, o almeno apparivano tali, altrimenti non sarei qui a raccontarvela. Certo erano vicinissimi, perciò gli scoppi crepitanti e fragorosi, accompagnati dai lucenti bagliori, facevano sobbalzare ad ogni istante. E non vi dico gli scrosci dell'acquazzone. Insomma, non mancava nulla.

Di solito, rovesci di tal genere s'incontrano in montagna, ma io ero qui, in piena pianura padana, alle porte di quella Milano il cui nome significa, per l'appunto, « nel mezzo della pianura ». Era l'ora dell'uscita dalla redazione. Non avevo l'ombrello e la mia macchina distava una trentina di metri, che non potevo percorrere, se no l'avrei raggiunta bagnato come un pulcino.

Al mio fianco, in attesa della quiete dopo la tempesta, c'era un tecnico dei nostri. Lui, l'ombrello, lo aveva, ma la sua auto era in riparazione. Era fatale che, fra noi due, sorgesse subito il patto: — Lei mi accompagna con l'ombrello fino alla macchina e io, con la macchina, l'accompagno a casa.

Era un tecnico, dicevo, e come passatempo durante il breve viaggio non trovava argomento migliore del temporale, per conversare. E ne parlava a modo suo. La potenza di un temporale — mi diceva — si misura in milioni di kilowatt. La terra e le nubi sono condensatori statici finché l'aria è asciutta. Quando sopraggiunge l'umidità vanno in corto circuito e allora...

E allora una scarica interrompeva bruscamente il suo discorso e lo confermava prepotentemente.

— Però, continuava imperterrito, che bella cosa sarebbe se si potessero imbrigliare e sfruttare queste forze naturali! Pensi un po' — diceva — che pacchia sarà quel giorno, perché giorno verrà, che l'elettricità atmosferica passerà al servizio dell'uomo!

Io ascoltavo e rispondevo a monosillabi. Quando sono con un tecnico che ne sa più di me non parlo quasi, anche se il discorso è terra terra su posizioni elementari, perché non si sa mai dove potrebbe arrivare. Però ci ripenso dopo.

Sarebbe bello e utile, non lo nego, incatenare i fulmini e renderli nostri schiavi. C'è tutta una mitologia in codeste aspirazioni ancestrali. L'uomo trova sul suo cammino degli ostacoli o dei freni che sembrano mandati da divinità terribili a mortificarne l'impeto. Ma, con l'intelletto, aggira gli ostacoli e ne ricava profitto. Certo, l'intelletto è un mezzo e il profitto è un fine: fra i due estremi si snoda la fatica, il lavoro, lo studio, perché nulla viene dato così, gratis et amoris Dei, come il paradiso terrestre.

Ma... c'è sempre un ma. Noi pretendiamo di smontare l'universo e rimontarlo come farebbe comodo a noi, e ogni volta che raggiungiamo un traguardo ci accorgiamo che la nostra opera lascia dietro di sé altri problemi da risolvere, o ne fa sorgere dei nuovi. Pensate, tanto per citare un esempio, alla vicenda del DDT. Subito dopo la seconda guerra mondiale sembrava che ci saremmo liberati per sempre dalle fastidiosissime mosche, dalle loro cugine zanzare e da tutti gli altri insetti. Ventincinque anni dopo si è dovuto addirittura proibire il DDT. A parte il fatto che mosche moschini zanzare e compagni avevano finito con l'adattarsi al DDT e col prenderlo come ricostituente, ci siamo dovuti accorgere che i veri danneggiati eravamo noi e l'agricoltura.

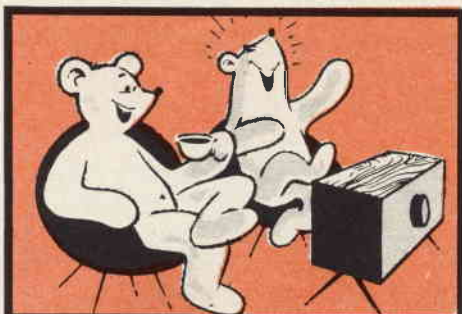
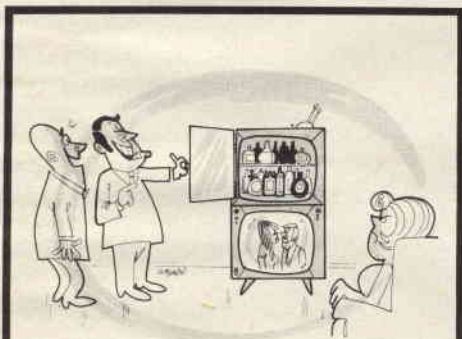
Dunque, per tornare al temporale, se noi dirottassimo l'energia elettrica atmosferica invece di lasciarla cortocircuitare in fulmini come avviene dalla creazione del mondo, la minima conseguenza sarebbe la cessazione di una purificatrice ozonizzazione dell'atmosfera. E allora insorgerebbero chissà quali microrganismi a metterci fuori combattimento.

Insomma, la soluzione di un problema ne apre almeno un altro che ci impegna su un fronte più ampio.

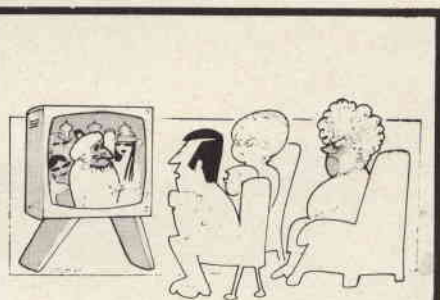
Dobbiamo dunque fermarci? Assolutamente no. Dobbiamo solamente avere senno, e capire in tempo utile quali sono i nostri limiti e verso quali mete ci dobbiamo volgere senza ricavare più danno che utilità. Anche saper rinunciare è una virtù e persino — qualcuno mi toglierà il saluto — cambiare idea. Nulla è assoluto e rigido, neppure la morte perché anche da morti ci trasformiamo. L'arcobaleno sorgeva in quel momento a simboleggiare l'unità e la molteplicità della vita nell'universo. Fra l'essere e il non essere che tormentavano Amleto, la verità è il divenire.

ANALISI DEI SEMICONDUTTORI

È stato ideato un nuovo tipo di microscopio che riduce da giorni a secondi l'analisi dei materiali semiconduttori. Lo strumento impiega un raggio laser per produrre un infrarosso che attraversa i materiali impenetrabili dalla luce normale. Esso esamina un quadrato di cm 1,2 di lato con una risoluzione spaziale di cm 0,001, ed esegue 400 linee di analisi alla velocità di un fotogramma al secondo. Quando il piccolo punto di luce si muove attraverso la superficie dell'oggetto un rivelatore sensibile reagisce alla quantità di energia che passa attraverso il materiale. Il risultante segnale elettrico viene rivelato da un oscilloscopio e l'immagine risulta simile a quella esplorata dai raggi X all'interno del materiale. La novità consiste, in breve, nella possibilità di analizzare le sostanze semiconduttrici anche sotto la superficie.

Zio Ruben

VIDEO RISATE

« ... Ma forse anche tu preferisci il terzo canale, no?... ».

« ... D'accordo, però siamo i primi del paese ad avere la TV a colori ».

« Quando ti deciderai a fare un salto dall'oculista, non sarà mai troppo tardi, Filippo... ».

« ... Aria triste.. aria triste e lo credo bene, poveraccio: vi siete mai chieste quante suocere ha in media un califfo? »

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

RECENTI SVILUPPI NEI CIRCUITI E NEI TRANSISTORI PER RICEVITORI TELEVISIVI

(Da « Electronic Applications » - Vol. 29, N. 2)

Ci riferiamo ad un lunghissimo articolo, redatto a cura di autori olandesi, che svolgono la loro attività nei laboratori centrali della Philips. La prima parte ha inizio con una breve introduzione, nella quale viene citato il transistore BF182, che è stato creato per soddisfare le particolari esigenze che sussistono nei confronti degli stadi mescolatori funzionanti in VHF. Le misure comparative a 50 ed a 200 MHz illustrano che — rispetto a numerosi parametri importanti — esso risulta più qualificato di altri semiconduttori per questo scopo specifico, soprattutto nei confronti dei due transistori che sono stati usati su vasta scala fino ad ora.

Come parametri decisivi vengono considerati la transamettenza di conversione ed il rumore, nonché l'ammettenza di ingresso. Nell'articolo vengono descritti dettagliatamente i circuiti ed i procedimenti per ottenere la loro misura, ed i risultati vengono rappresentati sotto forma di grafici e di tabelle, che confrontano appunto il transistore BF182 con gli altri di normale impiego nei miscelatori VHF.

Nella maggior parte dei ricevitori televisivi, l'amplificazione totale ottenibile da parte del sintonizzatore e dell'amplificatore di Media Frequenza video ammonta approssimativamente a 105 dB, di cui circa 30 vengono di solito apportati direttamente dal sintonizzatore. Per ragioni di standardizzazione, l'attitudine a soddisfare queste cifre viene largamente considerata come una vera e propria esigenza nell'industria che si occupa della fabbricazione di televisori.

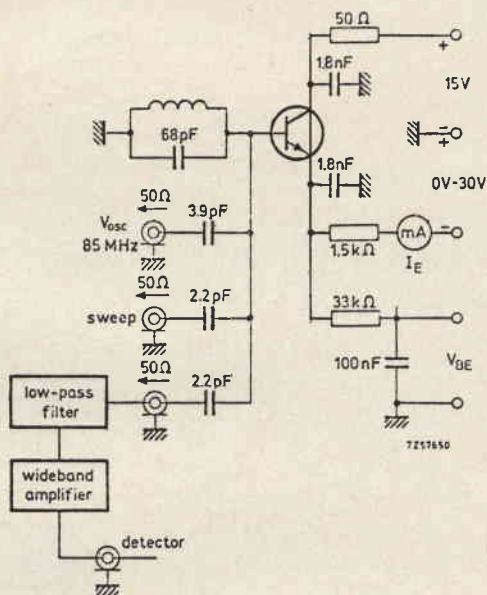
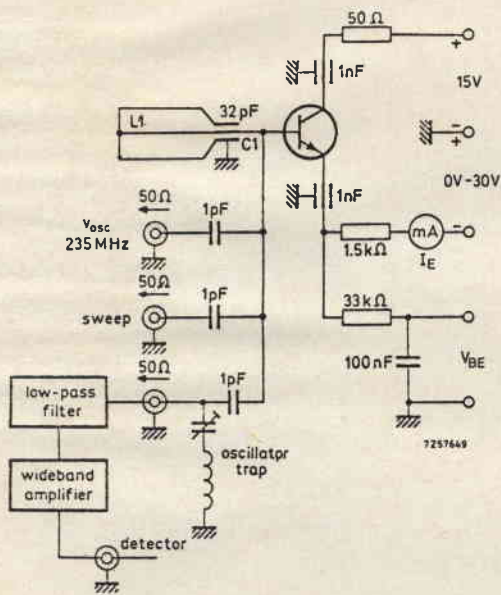
Tuttavia, il valore di guadagno pari a 30 dB non viene ottenuto facilmente in un sintonizzatore equipaggiato con transistori, così come accade nei confronti delle medesime apparecchiature funzionanti a valvole. Gli stadi di amplificazione ad Alta Frequenza realizzati mediante semiconduttori, particolarmente se il loro guadagno è elevato, presentano assai spesso degli inconvenienti per quanto riguarda la modulazione incrociata, e — almeno fino ad ora — gli stadi miscelatori ad alto guadagno non si sono dimostrati molto pratici.

L'introduzione del transistore BF200, che ebbe luogo circa due anni or sono, costituì già un notevole passo per quanto riguarda la soluzione dei problemi relativi agli stadi funzionanti ad Alta Frequenza. Esso consentiva migliori possibilità agli effetti dell'ampli-

ficazione dei segnali, ed un minor rumore rispetto ai risultati ottenuti con i transistori di precedente realizzazione, ma tutto ciò con una perdita di circa 5 dB agli effetti del guadagno.

Dopo questo interessante preambolo, la nota considera nel secondo paragrafo le norme di progetto degli stadi di ingresso di un televisore, soprattutto in rapporto ai parametri in gioco per quanto riguarda le caratteristiche tipiche di impiego dei transistori. Sotto questo aspetto, le prime due figure che riportiamo rappresentano la disposizione degli strumenti necessaria per misurare l'ammettenza di ingresso di un transistore miscelatore funzionante con emettitore a massa: nel circuito di sinistra la misura viene effettuata nei confronti di una frequenza di 200 MHz, mentre nel circuito di destra la misura viene effettuata nei confronti di una frequenza di 50 MHz.

L'ammettenza di ingresso nei confronti della radiofrequenza di un transistore miscelatore può essere stabilita misurando lo smorzamento e la dissintonia di un circuito accordato; un modo abbastanza conveniente per eseguire questa misura consiste nel-

l'ottenere la curva di responso sullo schermo di un oscilloscopio, con l'aiuto di un vobulatore.

La conduttanza di ingresso e la suscettanza vengono successivamente determinate con un sistema grafico, rilevando le variazioni dell'ampiezza di banda, e lo spostamento della frequenza di risonanza. Questo metodo è inoltre abbastanza realistico, in quanto il circuito sintonizzato simula abbastanza bene le condizioni ottimali di funzionamento di uno stadio miscelatore: l'induttanza di accordo fornisce la sorgente a bassa impedenza necessaria per la Media Frequenza, e la capacità di sintonia costituisce la sorgente a bassa impedenza per le armoniche della frequenza prodotte dall'oscillatore. La variazione della tensione presente tra base ed emettitore può quindi essere considerata come misura dell'energia di pilotaggio dell'oscillatore.

Viene successivamente analizzato l'argomento relativo alla transammettenza di conversione, nei confronti della quale la seconda figura che riproduciamo rappresenta la disposizione degli strumenti mediante la quale viene eseguita questa misura. L'impedenza della sorgente per tutte le frequenze è pari approssimativamente ad 8 Ω: in altre parole, il valore di 8,5 Ω di R1 viene portato al valore necessario grazie alla presenza in parallelo dei valori di 100 + 50 Ω, e di 160 + 50 Ω. Per contrastare l'induttanza in serie di R1, questa resistenza deve essere racchiusa in

un involucro metallico collegato a massa.

Due grafici completano questo circuito mettendone in evidenza le caratteristiche di responso e la variazione dei parametri principali, fra cui la corrente di emettitore e la variazione della tensione presente tra base ed emettitore, espressa in millivolt.

Un altro argomento che viene abbordato in un apposito paragrafo è il rumore di conversione, nei confronti del quale l'articolo riporta due interessanti grafici, ed un circuito che illustra la disposizione degli strumenti necessari per misurarne il valore nei confronti di uno stadio miscelatore a transistore, del tipo con emettitore a massa, e funzionante sulle due frequenze di 50 e 200 MHz.

Altre numerose figure corredano questo articolo, tra cui i dettagli del circuito relativo alla misura eseguita con la disposizione precedentemente citata: anche questo schema è corredato dei grafici che illustrano le variazioni dei parametri, e questa prima parte si conclude con un confronto tra i parametri significativi dei transistori BF 173 e BF115, rispetto al semiconduttore BF182 che la nota introduce. Sotto questo aspetto, il grafico che riportiamo illustra i diagrammi circolari su piano singolo della ammettenza complessa, relativi al rumore di conversione di un esemplare del transistore BF182 alla frequenza di 200 MHz, con variazioni della tensione tra base ed emettitore pari a 100 mV, con una corrente di emettitore pari a 3,5 mA, e con una tensione tra collettore e base pari a 15 V.

La seconda parte di questa nota è invece riferita al metodo di accoppiamento tra uno stadio miscelatore per VHF, ed un filtro passa-banda a doppia sintonia.

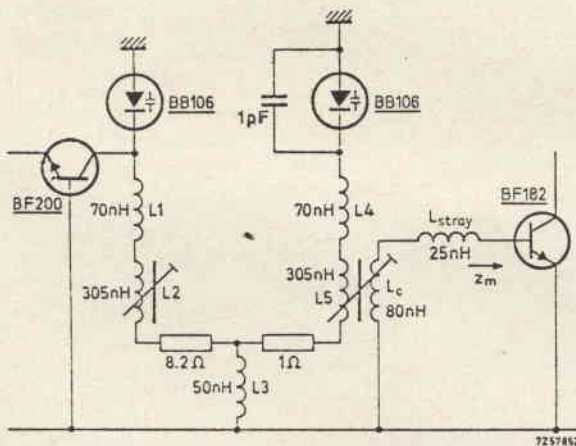
I diagrammi circolari tracciati sul piano dell'impedenza chiariscono il modo più conveniente per accoppiare un transistore miscelatore ad un filtro passa-banda a doppia sintonia, allo scopo di ottenere la curva desiderata nei confronti della banda passante, unitamente ad un basso fattore del rumore di conversione. Per descrivere il metodo, la nota illustra le norme pratiche di progetto per i circuiti di accoppiamento funzionanti nelle bande prima e terza, nei confronti del transistore tipo BF182.

In genere, è sufficiente considerare la situazione che si verifica quando il primario ed il secondario vengono sintonizzati sulla frequenza centrale di un canale; tuttavia, viene descritto anche un metodo per tracciare un grafico che esprime la variazione di impedenza entro l'intera escursione delle frequenze che costituiscono il canale.

Questo interessante argomento viene abbordato innanzitutto con un'analisi delle esigenze: sotto questo aspetto, le indagini citate nella parte precedente hanno già messo in evidenza — tra le altre cose — quale importanza rivestono le numerose proprietà del sistema di accoppia-

mento tra il filtro passa-banda a radiofrequenza ed il transistore miscelatore, agli effetti delle prestazioni di quest'ultimo. Tra queste, quattro sono particolarmente degne di nota:

— Per ottenere un buon effetto di miscelazione, l'impedenza della sorgente interna al transistore deve presentare un valore basso nei confronti delle armoniche della frequenza di oscillazione.

— Per evitare il verificarsi di una contro-reazione degenerativa nei confronti della Media Frequenza, l'impedenza della sorgente deve essere bassa anche questa frequenza.

— Per quanto riguarda la frequenza portante, l'impedenza della sorgente deve presentare un valore tale da determinare il minimo rumore di conversione.

— Infine, il transistore deve essere accoppiato al filtro passa-banda in modo tale da permettere l'ottenimento della curva desiderata.

Dopo aver dunque enumerato ed analizzato tali esigenze, la nota prosegue con alcune argomentazioni di carattere eminentemente pratico, relative alla costruzione dei suddetti filtri. Vengono descritti interessanti esempi che rappresentano i casi tipici di disadattamento delle impedenze, in rapporto soprattutto alla reattanza in serie ed al rumore di conversione.

In merito alla progettazione di circuiti pratici, per illustrare il metodo più opportuno viene descritto un esempio relativo alla prima ed alla terza banda, consistente nel vero e proprio calcolo di un sintonizzatore per VHF, impiegante il transistore BF182. Il circuito di principio è quello che qui riproduciamo, nel quale il suddetto transistore viene preceduto da uno stadio del tipo BF 200, seguito da una rete del tipo LR, alla quale sono abbinati i due diodi del tipo BB 106. Attraverso questi diodi ha luogo l'accoppiamento all'ingresso dello stadio BF182 propriamente detto. Segue un grafico che illustra le variazioni dei fattori Q_p e Q_s, nei confronti della gamma di frequenze compresa nella prima banda. Analoghe considerazioni vengono effettuate nei riguardi di un circuito adatto al funzionamento sulla terza banda, per il quale la nota contiene tre grafici che illustrano le caratteristiche dinamiche.

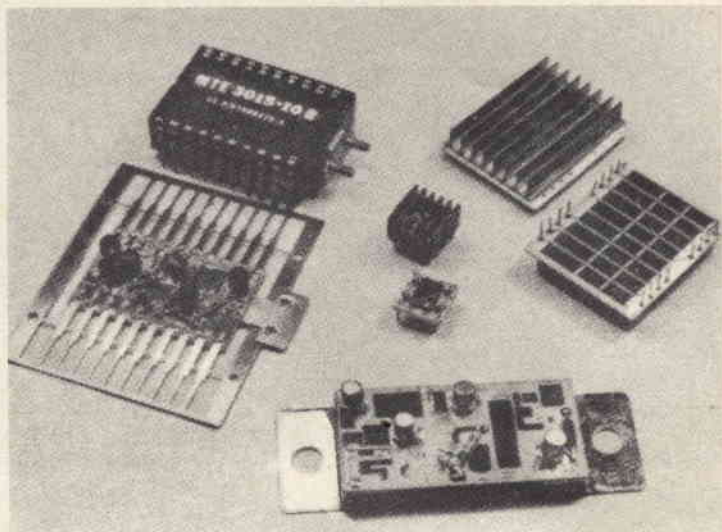
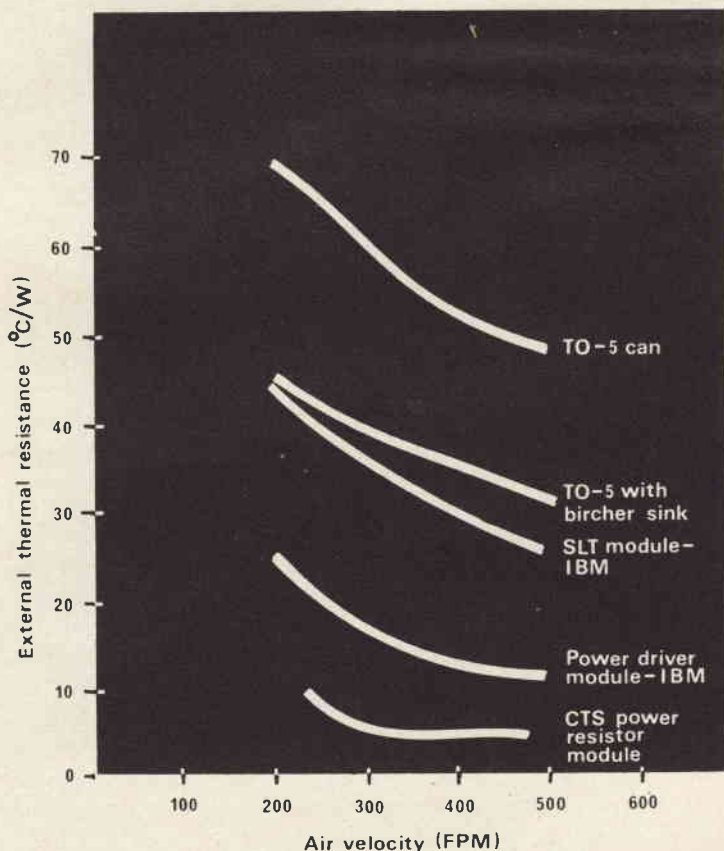
Sebbene si tratti di un articolo di una certa lunghezza, e di un livello tecnico assai elevato, accessibile quindi soltanto ai veri e propri progettisti, per i quali le operazioni matematiche non costituiscono delle difficoltà, si tratta indubbiamente di una trattazione di notevole interesse per chi si occupa della progettazione degli stadi di ingresso dei ricevitori televisivi.

CRITERI TERMICI DI PROGETTO PER CIRCUITI MICROELETTRONICI DI TIPO IBRIDO

(Da « Microelectronics » - Aprile 1969)

Ci riferiamo alla continuazione di un articolo pubblicato sul numero precedente della stessa Rivista, nella quale l'Autore fornisce un maggior numero di informazioni sulle caratteristiche termiche di progetto per i moduli microelettronici di tipo ibrido, descrivendone l'incapsulazione finale e la confezione, in rapporto alle caratteristiche termiche ottimali necessarie. Nell'articolo viene inoltre fatta una discussione su vari prodotti del commercio, unitamente ad un'analisi basata sull'impiego delle regole fondamentali che sono state enunciate.

Il primo argomento considerato è proprio l'incapsulamento, al quale segue la confezione finale. Sotto questo aspetto, la nota precisa che la protezione deve essere assai efficace sia dal punto di vista chimico che da quello meccanico, oltre che dal punto di vista termico, agli effetti della conservazione del contenuto. La suddetta protezione può essere applicata sotto forma di un rivestimento, e può consistere in una busta di plastica, in un involucro metallico, oppure in uno speciale dispositivo adat-

to alla dissipazione del calore, come nel caso delle confezioni illustrate nella prima figura che qui riportiamo.

Un secondo argomento è quello delle connessioni esterne: in genere, nella progettazione di un modulo occorre tener conto dei collegamenti che uniscono il substrato all'ambiente esterno. Tali collegamenti assumono in genere la forma di spinotti o di terminali flessibili. I primi rivestono un carattere di maggiore importanza quando la conduzione rappresenta il metodo principale per il raffreddamento del modulo. Anche sotto questo aspetto la nota fornisce numerosi esempi, soprattutto per quanto riguarda la resistenza termica esterna.

Altre interessanti considerazioni vengono effettuate nei confronti della valutazione termica dei moduli tipici: la resistenza termica interna totale rilevata nei confronti di una confezione è compresa fra tutte le resistenze termiche dei segmenti individuali dell'intera confezione. Ciò premesso, l'Autore illustra quali sono i più moderni criteri di valutazione, fornendo a questo riguardo alcuni esempi pratici.

Per quanto riguarda il metodo più efficace di dissipazione del calore che deve essere preso in considerazione durante la progettazione di un modulo, ciascuna condizione nella quale quest'ultimo può trovarsi rispetto all'ambiente deve essere considerata separatamente. Sorge quindi il problema di decidere se è meglio impiegare un sistema di raffreddamento ad aria forzata, oppure il metodo naturale di dissipazione del calore per contatto. Nell'eventualità che il sistema ad aria forzata venga usato prevalentemente, la seconda figura che riportiamo illustra in forma grafica ciò che accade nei confronti di alcuni moduli tipici, esprimendo le variazioni della resistenza termica in funzione della velocità dell'aria.

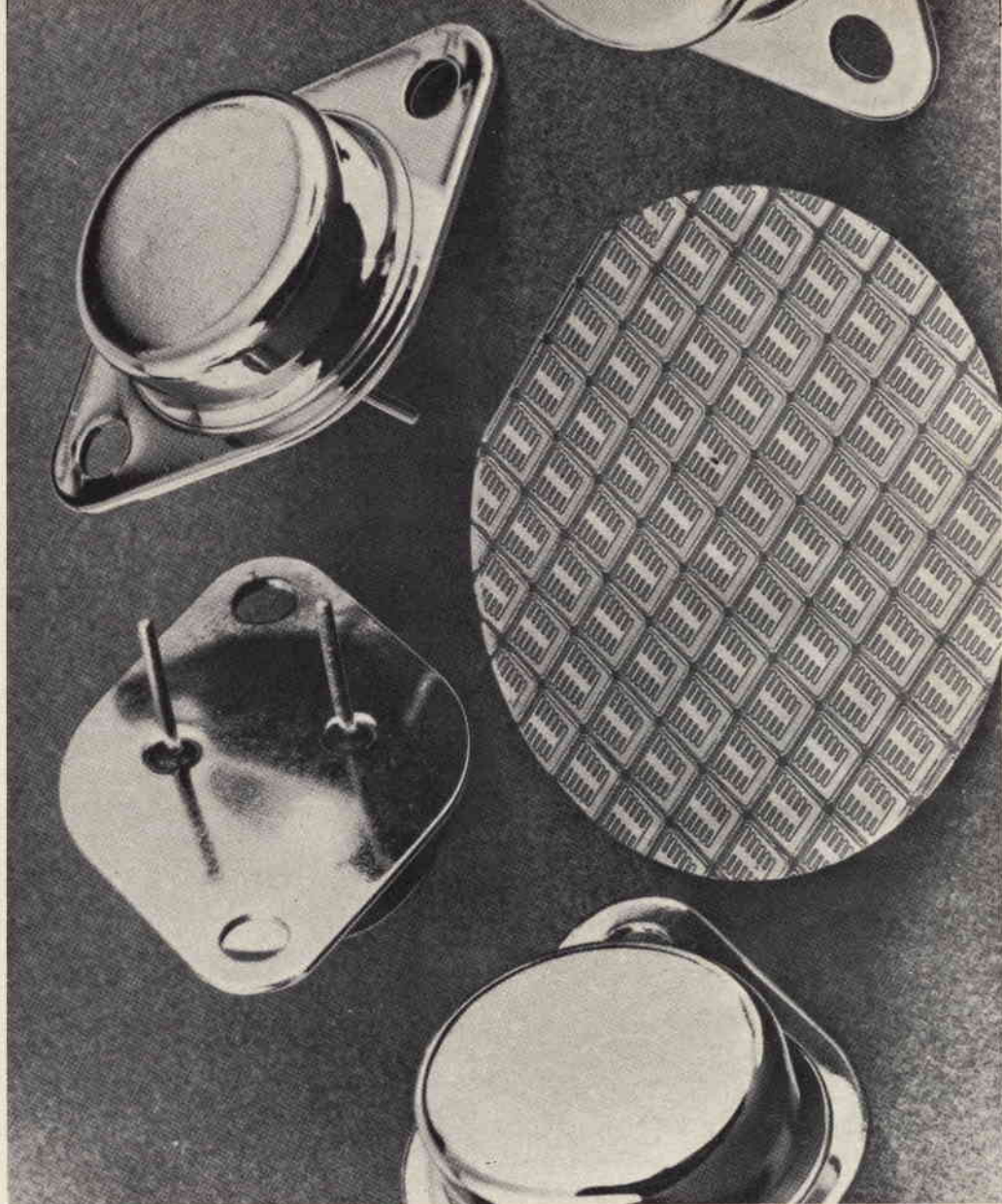
Si tratta in sostanza di tecniche assai avanzate, per cui la lettura di quest'articolo può risultare interessante non solo per i progettisti di circuiti micro-elettronici, ma anche per chi si interessa del loro impiego pratico, soprattutto per quanto riguarda le condizioni ideali di conservazione, e le caratteristiche pratiche di collegamento.

STUDIO SUGLI ATTENUATORI COASSIALI

(Da « Electronic Engineering » - Aprile 1969)

L'attenuatore di tipo resistivo passa-basso a valore di attenuazione fisso, detto anche « tampone coassiale » è un componente di notevole importanza nelle applicazioni funzionanti a radio-frequenza; per questo motivo, la relativa teoria di progetto, unitamente ad una breve discussione sull'impiego degli attenuatori variabili a frequenza costante, precede la teoria relativa alla progettazione degli attenuatori del tipo cosiddetto « cut-off ». La nota illustra dettagliatamente la teoria di funzionamento degli attenuatori di questo tipo, ed è corredata da numerose curve che ne illustrano il funzionamento pratico.

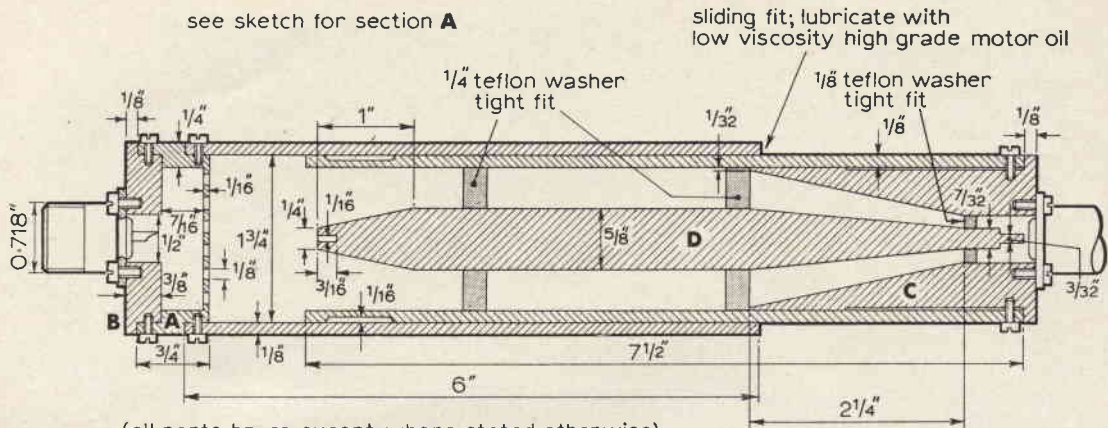
Quando sussiste la necessità di impiegare un attenuatore fisso o variabile funzionante con frequenze elevate, i soliti attenuatori a decadi non sono adatti allo scopo a causa della capacità parassita tra gli elementi del dispositivo stesso e la massa, oltre agli effetti di natura induttiva. In sostituzione, si ricorre allo sfruttamento delle tecniche relative alle linee di trasmissione, nei confronti delle quali gli attenuatori possono essere suddivisi in due tipi principali: i tipi passa-basso (ad attenuazione fissa) ed i tipi passa-alto, detti anche « cut-off » (ad attenuazione variabile) ed a frequenza costante (sempre con attenuazione variabile).

La linea di trasmissione di tipo coassiale rientra nel primo gruppo, nel quale gli elementi del circuito equivalente risultano distribuiti. Essa presenta il vantaggio di una notevole semplicità e di un lieve aumento di attenuazione entro un'ampia gamma di frequenze, in quanto l'attenuazione può eventualmente aumentare in modo rapido con l'aumentare della frequenza. Il tipo « Uniradio 72 » presenta una attenuazione pari approssimativamente ad 1,8 dB per una lunghezza di 30 metri circa alla frequenza di 25 MHz ed un responso relativamente lineare fino ed oltre tale frequenza; naturalmente, occorre considerare che la notevole lunghezza del cavo necessaria per ottenere elevati valori di attenuazione risulta sia ingombrante, sia antieconomica ed antiestetica. L'attenuazione può naturalmente essere aumentata impiegando un conduttore interno ad alta resistenza, costituito da filo di nichel cromo.

THOMSON-CSF

TRANSISTORI DI POTENZA AL SILICIO PER APPLICAZIONI CIVILI

ALTA FEDELTA'

RADIO - TV

Direz. Comm. MILANO - Via M. Gioia 72 - Telef. 68.84.103/123

(a)

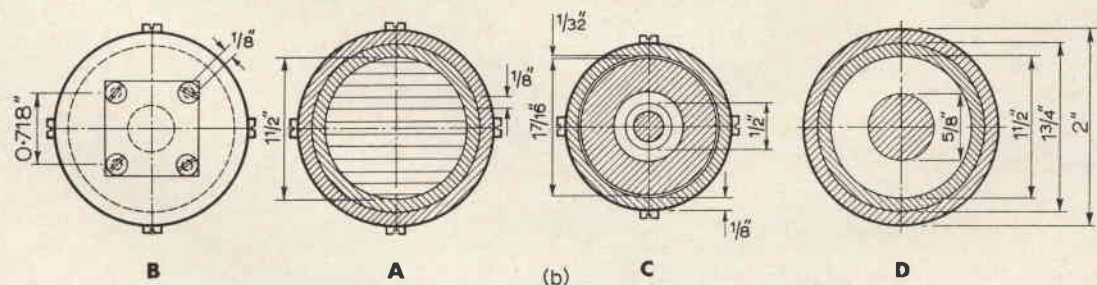
Sfortunatamente, l'attenuazione varia con il movimento del cavo, in particolare nei confronti delle onde di lunghezza minore, nel qual caso i cicli termici producono effetti di isteresi con aumenti permanenti dell'attenuazione persino dell'ordine di 0,4 dB per ogni 30 cm di cavo. Nei confronti delle frequenze che interessano il campo delle micro onde, i movimenti del cavo durante i cicli di temperatura aumentano l'attenuazione. L'impedenza di uscita può variare in modo apprezzabile col variare della frequenza, a causa dei connettori coassiali che fanno parte integrante della linea.

Dopo questa premessa, seguita da altri argomenti di notevole interesse, l'Autore discute le caratteristiche teoriche di funzionamento dei filtri passa-basso, e degli attenuatori resistivi. Gli argomenti vengono elaborati in funzione di alcuni grafici, e di un disegno che illustra la struttura particolare del cavo al quale l'intero ragionamento viene riferito.

In un secondo paragrafo vengono esaminati gli attenuatori del tipo « cut-off » consistenti sostanzialmente in un segmento di guida d'onda, solitamente a forma circolare, chiusa da ciascun lato da una linea coassiale adatta al funzionamento di tipo « H » oppure « TE ». Gli accoppiamenti vengono ottenuti piegando verso il retro il conduttore interno rispetto all'altro, che continua invece come un tratto qualsiasi di guida d'onda a sezione circolare.

Anche nei confronti di questo tipo di attenuatore l'articolo contiene alcuni grafici di notevole interesse, che chiariscono i principi matematici considerati.

Il terzo paragrafo dell'articolo è dedicato alla progettazione pratica degli attenuatori del tipo « cut-off ». Dapprima vengono enumerate e citate tutte le formule in base alle quali è possibile impostare il calcolo, dopo di che viene descritto lo studio delle caratteristiche meccaniche, illustrato — tra l'altro — dalle due figure che qui riproduciamo la prima delle quali rappresenta la sezione longitudinale di un elemento di

(b)

questo tipo, mentre la seconda rappresenta la sezione trasversale delle estremità di ingresso e di uscita.

Dopo aver citato i vari metodi di calcolo, e dopo aver fatto alcuni esempi pratici, sempre corredati da grafici che illustrano il comportamento dinamico, l'Autore conclude la nota citando alcuni risultati sperimentali da lui ottenuti. Nel paragrafo conclusivo — infine — vengono fatti numerosi confronti rispetto ai circuiti equivalenti, in modo tale da colmare qualsiasi lacuna.

LETTURA DIRETTA SULL'OSCILLOSCOPIO DEGLI ELEMENTI DI UNA IMPEDENZA

(Da « Electronique » - Novembre-Dicembre 1969)

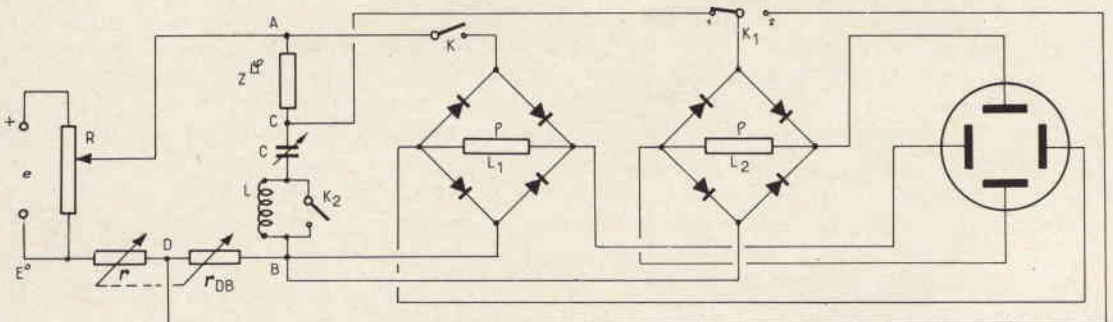
Fino ad ora, il metodo consueto di misura degli elementi di un'impedenza complessa consisteva nell'osservare l'ellisse ottenuta sullo schermo di un oscilloscopio, di cui la posizione, la superficie ed il rapporto degli assi fornivano i dati relativi al valore misurato. Il metodo che viene proposto nell'articolo che recensiamo fornisce invece direttamente le indicazioni della potenza, del modulo, dell'argomento, della parte reale e della parte immaginaria dell'impedenza.

Come introduzione, l'Autore descrive il metodo convenzionale mediante il quale, fino ad ora, si è provveduto alla misura di cui sopra con l'aiuto di un oscilloscopio a raggi catodici, impiegando un oscillogramma ellittico.

Grazie alla debole inerzia del flusso elettronico nei confronti delle frequenze basse e medie, la deviazione del flusso elettronico sullo schermo caratterizza il valore misurato. L'errore che viene compiuto in occasione della misura è di natura soggettiva, e dipende dall'osservatore, in quanto la precisione del rilevamento dei dati fondati sul diagramma ellittico mediante un regolo è assai relativa.

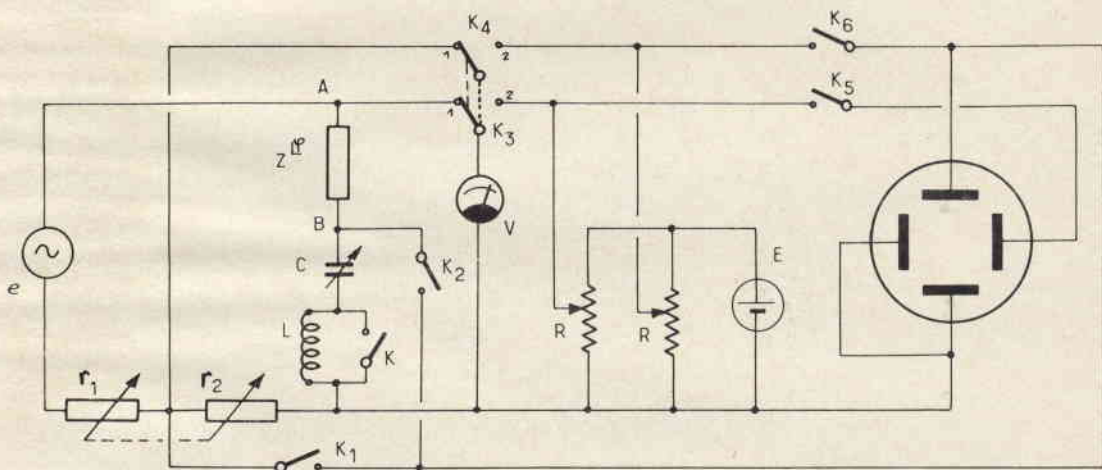
Dal momento che sulla stessa figura ellittica è possibile rilevare un gran numero di dati, gli errori ovviamente si accumulano. Una volta stabilito che è possibile rappresentare simbolicamente l'impedenza su di un grafico cartesiano mediante un vettore il cui modulo ed il cui argomento caratterizzino l'impedenza, è possibile — intercalando dei rettificatori in punti convenienti del circuito elettrico — ottenere uno spostamento del punto luminoso proporzionale ai valori misuranti, per cui la posizione del suddetto punto sullo schermo deve poter fornire i dati relativi alla grandezza di cui si intende effettuare la misura.

Oggettivamente, non si ottiene gran che; tuttavia, soggettivamente, l'errore risulta parzialmente diminuito, in quanto la lettura di un dato che fornisce la posizione di un punto in un sistema di coordinate è relativamente facile e più preciso che non quello di un gran numero di dati rilevati su di un'ellisse mal centrata a causa dei segnali parassiti e di una scadente messa a massa. Oltre a ciò, risulta più facile centrare un punto, che non una ellisse.

Tutto ciò vale, a condizione che si tracci sullo schermo dell'oscilloscopio un sistema di coordinate. Questo miglioramento delle condizioni di lettura, e quindi l'aumento della precisione di misura, possono essere facilmente ottenuti ricorrendo all'impiego del circuito che qui riportiamo, ed al procedimento di

misura che viene descritto nell'articolo.

Per la misura dell'impedenza, si apre l'interruttore K, e si predispone il commutatore K1 sulla posizione 2, per effettuare una certa regolazione della resistenza r_{DB}. Successivamente, si collega la resistenza r in serie alla resistenza r_{DB}, in modo che — non appena si verifica l'aumento di valore della resistenza r_{DB}, il valore di r diminuisca col medesimo rapporto, e la resistenza in serie comune ai due circuiti risulti invece costante.

Per una certa resistenza invariabile, r_{DB}, la tensione applicata ad un raddrizzatore a diodi, rappresentata dal simbolo L2, è proporzionale alla corrente che attraversa l'impedenza Z (i raddrizzatori vengono scelti in modo tale che per una determinata gamma di valori dell'impedenza Z, risulti possibile introdurre delle modifiche minimali in occasione del collegamento). Sotto l'azione di questa tensione, il punto luminoso visibile sullo schermo dell'oscilloscopio si sposta verticalmente.

A seguito della variazione della capacità C1 in rapporto alla capacità C, e dell'induttanza L presente tra i punti C e B, a seconda che l'impedenza sia di carattere prevalentemente induttivo o di carattere prevalentemente capacitivo, il punto luminoso presente sullo schermo dell'oscilloscopio si sposterà seguendo la direzione verticale

fino ad un determinato valore massimo, e — per una variazione ulteriore nel medesimo senso — la distanza del punto rispetto all'origine delle coordinate trattate sull'oscilloscopio subirà una diminuzione. Per la distanza massimale del punto, la reattanza dell'impedenza viene equilibrata ad opera della reattanza della bobina e del condensatore, nei confronti dello stesso condensatore, e l'impedenza tra i punti A e B si comporta come una parte reale dell'impedenza Z.

Ciò premesso, si segna sull'oscilloscopio la distanza massimale del punto, mentre il commutatore K1 si trova sulla posizione 1, dopo di che questo commutatore viene portato sulla posizione 2. Non appena r_{DB} viene portata al valore zero, il punto viene a trovarsi all'origine delle coordinate, il che non può essere determinato dalla misura dell'intensità del raggio elettronico. Le resistenze r ed r_{DB} subiscono quindi delle variazioni, per cui il punto luminoso sullo schermo dell'oscilloscopio non riesce a raggiungere la massima deflessione in avanti.

Dopo queste considerazioni di carattere particolarmente pratico, l'Autore conclude la descrizione del metodo di misura, per analizzare successivamente con notevole serietà di intenti gli errori che è possibile commettere nell'esecuzione delle misure di questo tipo.

Se si considera che i valori delle resistenze sono praticamente esatti, così come la deflessione della traccia lumi-

B&O
Det danske kvalitetsmærke
BANG & OLUFSEN A/S LEVERANDØR TIL DET KONGELIGE DANSKE HOF

Diffusore « B. & O. »
BEOVOX 1000 - 6208

A due vie
Potenza nominale: **10 W**
Campo di frequenza:
60 ÷ 19.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer - 1 tweeter
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 470 x 240 x 190
In tek **AA/5570-00**
in palissandro **AA/5575-00**

Prezzo netto imposto
L. 43.000 cad.

Amplificatore-Sintonizzatore
stereo FM « B. & O. »
BEOMASTER 1000

Potenza di uscita musicale per canale: **20 W**
Risposta di frequenza: 30 ÷ 20.000 Hz ± 3 dB
Distorsione armonica: 1%
Impedenza: 3 — 5 Ω
Entrata di antenna: 75 Ω
Alimentazione: 220 ÷ 240 V 50 Hz
Dimensioni: 505 x 254 x 87
ZA/0687-00

Prezzo netto imposto
L. 195.000

Giradischi stereo « B. & O. »
BEOGRAM 1000

3 velocità motore asincrono a 4 poli
Completo di base in legno pregiato e coperchio in plexiglass
Corredato di cartuccia tipo SP 7
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni con coperchio:
358 x 308 x 160

RA/0330-00

Prezzo netto imposto
L. 95.000

nosa sull'oscilloscopio è direttamente proporzionale alla tensione rettificata, può presentarsi un errore, in quanto i diodi del raddrizzatore non funzionano in modo perfettamente lineare.

È quindi necessario calcolare la resistenza del raddrizzatore a diodi, oppure del rettificatore, in modo tale che il diodo possa funzionare lungo la parte lineare della sua curva caratteristica che esprime la variazione della corrente in funzione della variazione di tensione.

Affinché il rettificatore possa funzionare sulla parte lineare della sua caratteristica, è conveniente impiegare dei diodi semiconduttori in occasione della misura di valori assai ridotti di impedenza, mentre conviene usare un diodo termoionico con valori di impedenza elevati, allo scopo di consentire l'aggiunta di una resistenza interna che possa soddisfare le esigenze specifiche di questo secondo caso.

Il secondo schema che riportiamo dall'articolo rappresenta la disposizione dei componenti e degli strumenti mediante la quale è possibile ottenere la misura dell'impedenza con l'aiuto dell'oscilloscopio.

Per quanto riguarda infine la misura della potenza, è possibile impiegare il primo circuito precedentemente citato, a patto che il valore della impedenza sia già noto. In altre parole, la misura viene effettuata collegando in serie all'impedenza un amperometro, che potrà essere anche cortocircuitato, ed un voltmetro collegato in parallelo con l'impedenza, che possa eventualmente essere escluso dal circuito. Ammettendo che la deflessione del punto luminoso sull'oscilloscopio sia proporzionale all'impedenza stabilita, si collegano un amperometro ed un voltmetro mediante un potenziometro, partendo dal presupposto che la tensione ai capi dell'impedenza sia pari alla tensione la cui potenza viene misurata dopo l'impedenza.

Il metodo non può essere particolarmente esatto per la determinazione della potenza dissipata, ma può del pari risultare consigliabile in tutti quei casi in cui — mediante un'unica misura — si desidera conoscere il rapporto tra le potenze in gioco dopo la impedenza, ed il loro valore approssimato.

POTRANNO I CALCOLATORI SOSTITUIRE I TECNICI?

(Da « Electronic Design » - 20 Dicembre 1969)

Verso il 1980, secondo quanto si afferma nella premessa dell'articolo, le cognizioni di carattere tecnico che devono necessariamente essere in possesso dei progettisti, verranno ridotte al minimo grazie all'impiego di complesse macchine calcolatrici.

Ralph Dobriner, nuovo redattore capo della rivista, invita il lettore ad immaginare come sarà il mondo nel 1980, quando cioè saranno in funzione alcuni milioni di calcolatori, circa mille volte più veloci dei calcolatori attuali, e con terminali disponibili dovunque essi possano essere necessari. In tali condizioni, dovunque si presenterà un problema, sarà probabilmente possibile risolverlo nel volgere di pochi secondi, semplicemente impostando i dati, e premendo un pulsante che consentirà di ottenere immediatamente il risultato più rigorosamente esatto.

Il regolo calcolatore, che attualmente svolge un ruolo di primaria importanza sul tavolo di qualsiasi tecnico progettista, verrà anche esso sostituito dalle macchine, la cui diffusione ed il cui costo subiranno modifiche tali da invadere praticamente tutti i mercati, sostituendo dovunque risulti possibile il cervello umano.

Un indizio assai evidente di ciò che sta accadendo in questo campo è costituito dal fatto che nelle scuole a carattere tecnico l'attenzione degli allievi si concentra tanto più intensamente sullo studio dei principi di funzionamento e della tecnica di impiego dei calcolatori, quanto meno viene dedicata alle attività di carattere politico.

In alcuni istituti nei quali si insegna elettronica, due decenni dopo il conseguimento della laurea, l'orientamento si rivolge rapidamente verso la tecnica del calcolo elettronico. In altri, questa branca della tecnica sta assumendo una importanza maggiore di quella di qualsiasi altra branca.

La nota che recensiamo è costituita quindi da una serie di previsioni — peraltro assai logiche — su ciò che accadrà nei prossimi dieci anni, sia dal punto di vista didattico, sia da quello industriale e commerciale. Naturalmente, e questa è la conclusione dell'Autore, la standardizzazione del linguaggio di programmazione sia per accordo, sia di fatto, non potrà risultare tuttavia efficace, finché in questo campo specifico non si raggiungerà una maggiore maturità.

INFORMAZIONI TECNICO COMMERCIALI

1 GUARISCE, MUORE E RISUSCITA IL PAZIENTE ELETTRONICO

Gli studenti di medicina dell'Università dell'Illinois si esercitano senza rischi su un « paziente » che esiste soltanto nella memoria di un elaboratore elettronico. Possono così farsi un'esperienza, del tutto simile a quella della pratica ospedaliera, nel difficile campo della diagnostica e del trattamento terapeutico.

Il colloquio fra gli studenti e il paziente elettronico si svolge come una normale conversazione, grazie a speciali terminali video collegati con un Sistema IBM installato al centro medico universitario di Chicago. Da parte degli studenti non è richiesta alcuna preparazione specifica sull'uso dei calcolatori.

« Il vero e proprio contatto con il paziente — dice il dott. George Miller, direttore dell'ufficio ricerche per l'istruzione medica — è sempre stato il punto fondamentale per la preparazione del medico, ma purtroppo è attuabile solo entro stretti limiti. In particolare, il giovane non ha la possibilità di prendere decisioni in piena autonomia finché non è autorizzato a farlo attraverso la regolare qualificazione professionale. Con i programmi di simulazione, invece, lo studente può subito svolgere a tutti gli effetti le funzioni del medico, può esprimere giudizi e intraprendere terapie che modificano lo stato di salute del "paziente". E se per caso la cura da lui prescritta si rivela... letale, il paziente, che abbiamo subito chiamato Lazzaro, può essere riportato in vita premendo un bottone ».

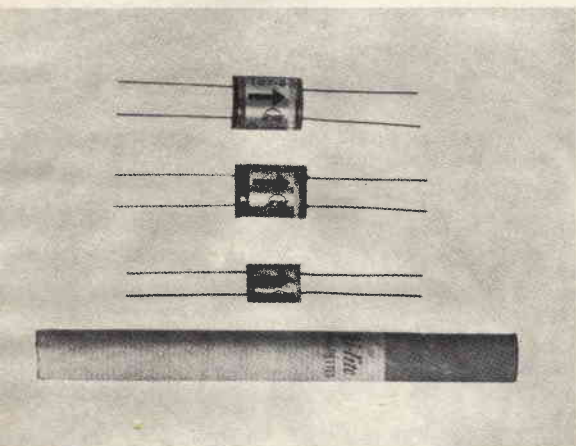
2 DISPOSITIVO AL SOLFURO DI CADMIO

La Mitsumi Electric Co., Ltd. ha studiato un dispositivo per la conversione di segnali elettrici combinando un diodo ad emissione di luce con una cellula fotoconduttiva al CdS, o con un fotodiodo.

I diodi ad emissione di luce sono stati finora usati come elementi per convertire la luce in segnali elettrici, per i riproduttori a carta ed i riproduttori a nastro in cui le lettere o i segni sono letti e quindi convertiti in segnali elettrici. Il dispositivo della Mitsumi Electric, il primo in Giappone, è formato da un convertitore cilindrico ermeticamente sigillato in cui è contenuto un diodo ad emissione di luce combinato o con una cellula fotoconduttiva al CdS o con un fotodiodo.

Questo apparecchio, che soddisfa le richieste del mercato, impiega un diodo ad emissione di luce (come elemento emettitore di luce) al posto della lampada ad incandescenza o della lampada al neon convenzionali.

A questo modo il pezzo potrebbe essere direttamente accoppiato con i circuiti integrati miniaturizzati, dopo aver ottenuto una maggior regolarità di funzionamento alle alte temperature e raggiunto velocemente una risposta maggiore.

Il compito di questo dispositivo è quello di convertire i segnali elettrici in luce e

quindi di nuovo convertire i segnali luminosi in segnali elettrici. Poiché in questo processo non sono coinvolti contatti elettrici o meccanici, non si produce né usura meccanica né alcun rumore.

Inoltre, non sopravverrà alcun fenomeno di induzione, perché il lato d'entrata ed il lato d'uscita sono elettricamente isolati.

Questi meriti permettono al dispositivo di essere usato come interruttore o controllo di volume senza contatti.

In aggiunta alle precedenti esso possiede anche queste caratteristiche:

1. Le caratteristiche dell'elemento ricevitore di luce possono essere determinate secondo l'uso.
2. La velocità di risposta globale del pezzo composito dipende dalla velocità di risposta della cellula fotoconduttiva posta all'uscita, poiché la velocità di risposta del diodo ad emissione di luce è dell'ordine di nanosecondi.
3. Il prodotto possiede una resistenza agli urti ed una regolarità di prestazioni e di funzionamento veramente straordinarie.
4. Piccolo consumo di energia e grandi variazioni nella potenza di uscita.
5. Il pezzo serve a miniaturizzare e semplificare vari dispositivi.

Tre tipi stanno per essere immessi sul mercato come campioni, e precisamente il MPL - 107 S e 109 S che impiegano cellule fotoconduttive al CdS come elementi ricevitori di luce all'uscita, ed il MPL - 108 S che impiega un fototransistor al silicio. Le più importanti caratteristiche sono le seguenti:

(Lato d'entrata - comune a tutti i tipi). Assorbimento di potenza massima continua: 85 mW. Massima corrente diretta continua: 50 mA. Tensione diretta: 1,65 V. Tensione inversa: 3 V. Capacità: 40 pF. Temperatura ambiente — 30 ~ + 60 °C.

(Lato uscita) (MPL - 107S). Resistenza « ON »: 300 Ω. Resistenza « OFF »: 1 MΩ circa. Massima tensione applicata: 50 V. Potenza massima: 100 mW.

(MPL - 108S). Corrente di corto circuito « ON »: 1,5 μA. Tensione di corto circuito « ON »: 270 mV (MPL - 109S). Resistenza « ON »: 700 Ω. Resistenza « OFF »: 1 MΩ. Massima tensione applicata: 40 V. Potenza massima: 7,5 mW.

3 UNA NUOVA ALA PER LA SVIZZERA: IL CORSAIR A 7

Pare che il Corsair II A-7 debba diventare il nuovo apparecchio da combattimento dell'Aviazione Svizzera.

L'apparecchio americano è stato raccomandato — dopo il confronto con l'italiano Fiat G-91 — da un Comitato di Difesa che ha studiato le possibilità di rimpiaz-

zare velivoli da caccia svizzeri di produzione britannica, ormai superati.

Se giungerà, l'ordinazione sarà molto grossa. Il Governo Federale Svizzero, che dovrà convalidare e confermare la decisione del comitato, **ha accantonato 300 milioni di dollari per la sua nuova linea di aviogetti.** Sintanto che non giungeranno i Corsair, il Mirage III di produzione francese resterà quale apparecchio da combattimento di prima linea.

4 RADIO E TELEVISIONE A CIRCUITI INTEGRATI

Il 26 maggio scorso presso l'aula maggiore della FAST, Federazione delle Associazioni Scientifiche e Tecniche, si è svolto il simposio sul tema: « I circuiti integrati per l'elettronica civile », organizzato dalla Società Generale Semiconduttori.

A questo simposio ha partecipato un numeroso gruppo di tecnici in rappresentanza di quasi tutti i costruttori italiani di apparecchiature radio-televisive.

Sono stati discussi i seguenti argomenti:

- problemi tecnologici relativi ai circuiti integrati;
- la circuistica dei circuiti integrati lineari;
- circuiti integrati per ricevitori TV in bianco e nero;
- circuiti integrati per ricevitori TV a colori e per altre applicazioni civili;
- problemi economici e di affiidabilità relativi ai circuiti integrati per uso civile.

Dopo la colazione offerta dalla SGS, è stato proiettato un interessante film sui laboratori di ricerca della SGS e sui processi di produzione dei semiconduttori planari al silicio.

L'Ing. Corrado Innocenti, Condirettore Generale della SGS, ha chiuso i lavori del convegno illustrando la storia e lo sviluppo della SGS come società mondiale nel campo dei semiconduttori. Dopo aver posto l'accento sulla dinamica della SGS in questi ultimi anni, l'Ing. Innocenti ha fatto rilevare la importanza che la SGS attribuisce al mercato della radio e della televisione.

È questo un mercato molto sofisticato e nel quale il gap tecnologico fra gli USA e l'Euopra, argomento sempre attuale, è, una volta tanto, a favore del vecchio continente.

Per venire incontro alle sempre più esigenti richieste dei costruttori europei di apparecchi radio e televisori ed in collaborazione con essi, i laboratori di ricerca della SGS hanno realizzato una serie di circuiti integrati appositamente progettati per la radio e la televisione.

In particolare, durante il convegno, sono stati presentati i seguenti tipi di immediata disponibilità:

TAA 611/B	amplificatore di bassa frequenza.
TAA 621	amplificatore di bassa frequenza.
TAA 661	amplificatore IF-FM discriminatore.
TBA 231	doppio amplificatore operazionale a basso rumore.
TBA 271	regolatore di tensione per l'alimentazione dei diodi varicap.
TBA 311	TV signal processing.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a:

Società Generale Semiconduttori, S.p.A. SGS dottor Carlo Pignagnoli, responsabile per le Relazioni Pubbliche - Via C. Olivetti, 1 - 20041 Agrate Brianza (Milano) - tel. 039/65.341.

5 LA CAPSULA DEL TEMPO RESTERA' SEPOLTA PER 5000 ANNI

La Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., con la cooperazione della Kubota Iron and Machiner Works, Ltd., sotto la guida del Comitato Tecnico per la Capsula del Tempo, composto da 23 membri presieduti dal Dr. Seiji Kaya, presidente della

Società Giapponese per lo Sviluppo della Scienza, ha costruito una Capsula del Tempo, impiegando uno speciale tipo di acciaio inossidabile, in occasione della EXPO '70.

La Capsula del Tempo, che contiene una raccolta di circa 2.000 registrazioni destinate a far conoscere l'odierna cultura ai popoli che abiteranno il mondo fra cinquemila anni, sarà seppellita al termine dell'EXPO '70 in un luogo dove un tempo si ergeva la torre principale del Castello di Osaka.

La sfera grigio-bianca ha il diametro interno di un metro e pesa 1.6 tonnellate.

Ha uno spessore che va da 35 mm a 70 mm, e che aumenta verso la sommità della capsula. È fornita di due coperchi, uno sopra l'altro per la chiusura ermetica. Lo speciale acciaio inossidabile impiegato per la costruzione, simile al tipo NTK22AT, è stato fatto in Giappone ed è stato studiato dal Dr. Y. Imai, autorità nel campo degli acciai speciali ed attualmente direttore del Metallic Materials Research Institute, Tohoky University. Al progetto Capsula del Tempo EXPO '70 partecipa come corresponsabile la Mainichi Newspaper Publishing Co., Ltd.

VOCABOLARIO

INGLESE
ITALIANO
FRANCESE
SPAGNOLO
TEDESCO

dei termini tecnici relativi alla televisione e le antenne

Lettera Q

710 **Q aerial** - dipolo con adattatore; *antenne accordée à impedence élevée, antenne Q; Dipolo Q; Q-Antenne.*

711 **Q factor** - fattore di merito, di qualità; *coefficient de qualité; factor de merito; Gütefaktor.*

712 **quadrature** - quadratura di fase; *quadrature; cuadratura de fase; Phasenquadratur.*

713 **quadruple scanning** - analisi interlacciata quadrupla; *entrelacement quadruple; exploracion entrelazada cuadruple; vierfaches Zwischenzeilenverfahren.*

714 **quarter-wave antenna** - antenna in quarto d'onda; *antenne quart d'onde; antena en cuarto de onda; Viertelwellenantenne.*

715 **quasi-stable state** - stato metastabile; *état métastable; condicion semiestable; Metastabillage, quasi stabiler Zustand.*

716 **quiescent carrier** - portante soppressa; *onde porteuse supprimée; portadora suprimida; unterdrückter Träger.*

Lettera R

717 **radiated power** - potenza irradiata; *puissance de rayonnement, émise; potencia de radiacion; Strahlungsleitung.*

718 **radiating element** - elemento irradiante; *élément radiant; brin élément rayonnant; elemento radiante; Strahlungselement.*

719 **radiation efficiency** - rendimento di radiazione; *rendement de rayonnement; rendimiento de radiacion; Strahlungswirkungsgrad.*

720 **radiation intensity** - intensità di radiazione; *intensité de rayonnement; intensidad de radiacion; Strahlungsintensität.*

721 **radiation pattern** - diagramma polare, di radiazione; *diagramme de rayonnement; diagrama de radiacion; Polardiagramm, Richtdiagramm.*

722 **radiation resistence** - resistenza di radiazione; *résistence de rayonnement; resistencia de radiacion; Strahlungswiderstand.*

723 **radio altimeter** - radioaltimetro; *radioaltimétre; radioaltimetro; radiohöhenmesser.*

724 **radio balloon** - pallone radio (radiosonda); *radiosonde; globo radiosonda; Radiosonde.*

725 **radio bearing** - rilevamento radiogoniometrico; *relévement radiogoniométrique; marcacion radiogoniometrica; Radiopeilung.*

726 **radio mast** - torre di antenna radio; mât, pylone radio; mastil de antena, torre de antena; Antennenmast.

727 **radio-optical range** - distanza ottica, portata ottica (radio); *portéeradiooptique; alcance radio optica, distancia; radiooptische Reichweite.*

728 **radome** - involucro (di protezione) di antenna; *capot de protection d'antenne; cupula de antena; Antennenkuppel.*

729 **ragged picture** - immagine ondulata; *image ondulante; imagen desgarrada; welliges Bild.*

730 **random noise** - rumore di fondo; *bruit de fond; ruido de fondo; Grundgeräusch.*

731 **rated power supply** - potenza nominale; *puissance nominale; potencia nominal; Nennlestwing.*

732 **ratio detector** - rivelatore a rapporto; *détecteur de rapport; detector de relacion; Ratiodetektor, Verhältnisdetektor.*

733 **rear projection** - proiezione per trasparenza; *projection par transparence; proyeccion por transparencia; Durchsichtprojektion.*

734 **rear-to-front ratio** - coefficiente di direttività, rendimento; *rendement directionnel; eficacia direccional; Vorwärts-zu-Rückwärts-Verhältnis.*

735 **receiver gating** - sblocco periodico del ricevitore; *déclenchement périodique du recepteur; desbloqueo periodico del receptor; Empfängerentblockierung.*

736 **reception diagramm** - diagramma di ricezione; *diagramme de réception; diagrama de recepcion; Empfangsdiagramm.*

737 **reference black level** - livello del nero; *niveau de noir; nivel de negro; Vergleichsschwarzpegel.*

738 **reflector** - riflettore; *réflecteur; reflector; Reflektor.*

739 **regulation of output** - regolazione dell'uscita (della potenza d'uscita); *réglage de la puissance de sortie; regulacion de potencia de salida; Ausgangsenergieregelung.*

740 **rejector circuit** - circuito di soppressione, reiettore; *circuit buchon, éliminateur; circuito de supresion; Sperrkreis.*

741 **relaxation generator** - generatore a rilassamento; *générateur de relaxation; generador de relajacion; Kippschwinggenerator.*

742 **relay television** - ritrasmissione, relé TV, rimbalzo; *relais de télévision, télévisione retransmise; Relaisfernsehen (Ballempfang).*

743 **repeater transmitter** - ripetitore; *émetteur répéteur; estacion esclava, repetidor; Nebensender, Tochtersender, Wiederholungssender.*

744 **resolution** - definizione, risoluzione; *définition; definicion; Auflösung.*

745 **resolving power** - potere risolutivo, risolvente, separatore; *pouvoir analyseur, de résolution, séparateur; poder de resolucion, resolutivo; Auflösungsvermögen.*

746 **retrace** - ritorno (della traccia); *retour; retorno; Rücklaufweg.*

747 **reversed image** - immagine inversa, negativa; *image negative, renversée; imagen invertida, negativa; negatives Bild, umgekehrtes Bild.*

748 **rhombic antenna** - antenna rombica; *antenne en losange, rhomboïdale; antena rombica; Rhombusantenne, Rautenantenne.*

749 **ringing** - immagine divisa, tagliata; *image coupée; imagen partida; geteiltes Bild.*

750 **ripple** - ronzio; *ronflement; zumbido; Brummen.*

751 **rise time** - tempo di ascesa, di salita; *durée d'établissement, de montée; tiempo de salida; Anstiegzeit.*

752 **risk area** - zona di ombra; *zone di silence; zona de sombra; Schattengebiet.*

753 **rod aerial** - antenna a sbarre; *antenne en tige; antena de varilla; stabantenne.*

754 **roof antenna** - antenna da tetto; *antenne de toit; antena de techo; Dachantenne.*

755 **rotary beam antenna** - antenna a fascio rotante; *antenne à faisceau tournant; antena de haz giratorio; Drehrichtstrahler.*

756 **rotary spark gap** - spinterometro rotante; *éclateur tournant; descargador giratorio; drehende Funkenstrecke.*

757 **rotating-loop antenna** - antenna a telaio (a quadro) rotante; *cadre tournant; antena de cuadro giratorio; Drehrahmenantenne.*

Lettera S

758 **sampler** - commutatore elettronico di colori; *commutateur éléctronique de coulerus; conmutador electronico de colores; Farbschalfer.*

759 **sampling** - commutazione elettronica dei colori; *discrimination- séléctive; conmutacion electronica de los colores; Farbschaltung.*

760 **sampling pulse generator** - generatore discriminatore; *générateur discriminateur; generador discriminador; Impulsgenerator zur Steuerung des Farbschalters.*

761 **satellite transmitter** - trasmettitore satellite; *émetteur auxiliaire; trasmisor satelite; Hilfssender.*

762 **saw-tooth current** - corrente a dente di sega; *courant en dents de scie; corriente de diente de sierra; Sägezahnstrom.*

763 **saw-tooth voltage** - tensione a dente di sega; *tension en dents de scie; tension de diente de sierra; Sägezahnspannung.*

764 **saw-tooth wave** - oscillazione a dente di sega; *oscillation en dents de scie; oscilacion en diente de sierrà; Sägezahnschwingung.*

765 **scan** - esplorazione, analisi, ricerca; *balayage; exploracion; Abtasten.*

766 **scanning** - analisi; *analyse, balayage; exploracion; Abtastung, Ablenkung.*

767 **scanning-generator** - generatore di analisi; *générateur de balayage; generador de exploracion; Ablenkgenerator.*

768 **scanning-line** - linea di analisi; *ligne de balayage; linea de exploracion; Abtastzeile.*

769 **scanning linearity** - linearità di analisi: *linéarité d'analyse; linealidad de exploracion; Abtastlinearität.*

770 **scanning-speed** - velocità di analisi; *vitesse d'explorartion; velocidad de exploracion; Abtastgeschwindigkeit.*

771 **scanning spot** - punto di analisi, punto esploratore; *spot explorateur; punto explorador; abtastfleck.*

772 **scattering** - dispersione; *dispersion; dispersion; Streuung.*

773 **scenery** - decorazione; *décoration; decoracion; Dekoration.*

774 **screen** - schemo; *écran; pantalla;* Schirm.

775 **screen burning** - bruciațura dello schermo (di un tubo catodico); *brulure de l'écran; quemadura de la pantalla; Schirmeinbrennung.*

776 **screened antenna** - antenna schermata; *antenne blindée; antena blindada; abgeschirmte Antenne.*

777 **sea clutter** - riflessione dal mare (ad opera del); *réflexion par la mer; reflexion del mar; Wellenreflexion.*

778 **sea returns** - ritorni dal mare (riflessione delle onde em dal mare); *écho par les crêtes des vagues, écho provoqué par la réflexion des ondes em par la mer; ecos espureos por reflexion contro el mar, peturbacion de mar; Reflexion durch die Seeoberfläche.*

779 **sectionalized vertical antenna** - anna verticale a sezioni; *antenne verticale subdivisée; antena vertical subdividida; unterteilte Vertikalantenne.*

780 **self-supporting antenna tower** - torre per antenne autoportante; *mât non haubanné, pylône non haubanné; torre autoestable di antenna; freistehender Antennen mast, selbstschwingender Antennenmast.*

781 **self whistles** - soffio; *sifflements propres; autosilbido; Eigenpfiffe, überlagerungspfeifen.*

782 **sensitivity of deflection** - sensibilità della deviazione; *sensibilité de déviation; sensibilidad de desviacion; Ablenkempfindlichkeit.*

783 **sensitization** - attivazione; *activation; activacion; Aktivierung.*

784 **sensitizing pulse** - impulso di sensibilizzazione; *impulsion de sensibilisation; impulso de sensibilizacion; Aktivierungsimpuls; Hellsteuerimpuls.*

785 **separation** - separazione; *séparation; separacion; Abtrennung.*

786 **sequential color system** - sistema di televisione a colori sequenziali; *système successif de télévision en couleurs; sistema de television por sucesion de colores; Teilbildfolgeverfahren beim Farbfernsehen.*

787 **series-efficiency diode** - diodo incrementatore; *diode économisatrice; diodo reforzador, diodo de ganancia en series; Serienspardiode, Schalterdiode.*

788 **series-fed vertical antenna** - antenna verticale alimentata in serie; *antenne verticale attaquée en serie; antenna vertical alimentada en serie; Vertikalantenne mit Endspeisung.*

789 **serrated pulse** - impulso frazionato, seghettato; *crête fractionnée, top fractionné; impulso fraccionado; gezackter Impuls.*

790 **service area** - area di servizio - *zone utile; zona util, area de servicio; Wirkungsgebiet.*

791 **set-up** - velo; *voile; velo; Schleier.*

792 **shading** - comando del livello di rumore; *réglage du niveau de bruit; control del nivel del ruido; Rauschpegelregelung.*

793 **shading-compensation signal** - segnale di compensazione dell'ombra; *signal compensateur de taches; señal de compensacion de sombra; Schattenkompensationssignal.*

794 **shadow** - ombra; *tache; sombra; Schatten.*

795 **shadow region** - zona d'ombra, *di silenzio; zone de silence; zona de sombra; Schattengebiet.*

796 **sheet-antenna** - antenna con radiazione nel piano orizzontale (con elementi molto vicini); *antenne en nappe; antena horizontal con dipol en contrafase; Flächenantenne.*

797 **shock excitation** - eccitazione ad impulso (con shock); *excitation par choc; excitacion por choque; Stosserregung.*

798 **shooting brake** - vettura per televisione; *voiture de télévision; coche de television; Fernaufnahmewagen.*

799 **short-wave antenna** - antenna per onde corte; *antenne ondes courtes; antena de onda corta; Kurzwellenantenne.*

800 **shot noise** - rumore termico; *bruit d'agitation thermique; ruido de agitacion termica; Griess, Schroteffekt, Wärmerauschen.*

801 **shunt-fed vertical antenna** - antenna verticale alimentata in parallelo; *antenne verticale à alimentation en parallèle; antena vertical con alimentacion en paralelo; Vertikalantenne mit Anzapfspeisung.*

802 **side lobe** - lob laterale, *secondario, spurio; lobe secondaire, successif, pétale secondaire; lobulo lateral; Nebenkeule, Nebenstrahlungskeule, Nebenzipfel.*

803 **signal to noise ratio** - rapporto segnale/rumore; *rapporto signal/bruit; relacion de señal/ruido; Signal-Rauschverhältnis.*

804 **signal-shot blocking oscillator** - oscillatore bloccato a ciclo singolo; *oscillateur de blocage a cycle simple; oscilador de bloqueo a ciclo simple; Einschlagsperroszillator.*

805 **single-shot trigger circuit** - circuito di agganciamento a singolo periodo; *circuit de déclenchement à cycle simple; circuito de disparo e periodo simple; Einschlagauslösekreis.*

806 **single-wire antenna** - antenna unifilare; *antenne unifilaire; antena unifilar; Eindrahtantenne, Einleiteran. tenne.*

807 **skip distance** - zona di salto, zona di silenzio; *zone de silence, zone morte; zona de silencio; stille Zone.*

808 **skip keying** - suddivisione della frequenza degli impulsi; *subdivision de la fréquence de récurrence des impulsions; subdivision de repeticion de los impulsos; Impulsfolgefrequenzteilung.*

809 **slave transmitter** - trasmettitore ripetitore; *émetteur répéteur; transmisor repetidor; Nebensender.*

810 **sleeve dipole** - dipolo a tubo coassiale; *dipôle à tube coaxial; dipolo a tubo coaxial; Hülsendipol, Rohrdipol.*

811 **sleeve stub** - semidipolo a tronco coassiale, con adattatore coassiale; *demi-dipôle à téton coaxial; semidi-*

Qualità • Tradizione • Progresso tecnico

CHINAGLIA

Sede: Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Telefono 25.102

analizzatore a 59 portate

CORTINA

sensibilità 20 kΩ - V c.c. e c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

QUADRANTE: a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1/40 µA.

CIRCUITO AMPEROMETRICO c.c. - c.a.: bassa caduta di tensione 50 µA - 100 mV / 5 A - 500 mV.

OHMMETRO in c.c.: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ω a 100 MΩ.

OHMMETRO in c.a.: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10-100 MΩ.

CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento, contro sovraccarichi per errate inserzioni.

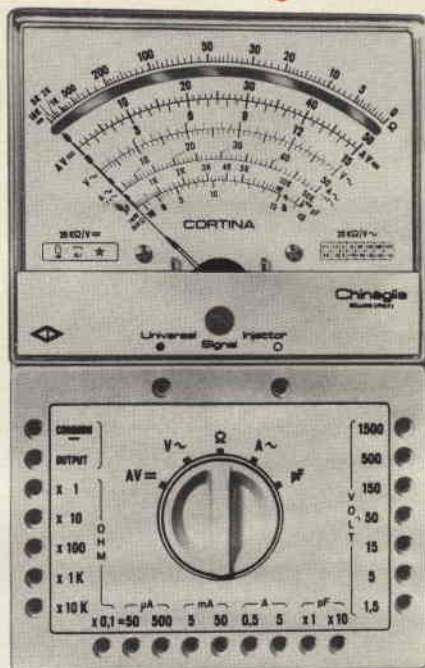
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.

ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione **CORTINA USI**).

PRESTAZIONI

A=	50	500 µA		5	50 mA		0,5	5 A	
A~		500 µA		5	50 mA		0,5	5 A	
V=	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V~		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
dB	da —20 a +66 dB								
Ω=	1	10		100 KΩ	1		10	100 MΩ	
Ω~							10	100 MΩ	
pF	50.000 pF		500.000 pF						
µF	10	100	1000		10.000		100.000 µF	1 F	
Hz	50	500	5000 Hz						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

mod. Cortina L. 12.400
Cortina USI L. 14.900

PRESTAZIONI

A=	50 µA	5		50	500 mA	2,5 A		
A~	25	250 mA		2,5 - 12,5 A				
V=	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V~	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da —10 a +69							
Ω=	10 KΩ		10 MΩ					
µF	100 µF			100.000 µF				

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

Minor L. 9.900

Minor USI L. 12.500
astuccio compreso

analizzatore CORTINA *Minor*

38 portate 20 kΩ - V c.c. 4 kΩ - V c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 40. Peso gr. 350.

QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5/40 µA.

OHMMETRO: completamente alimentato con pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MΩ.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.

BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.

COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.

COMPONENTI elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI: in dotazione, coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio in materiale antiurto.

INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione **CORTINA Minor USI**).

polo con teton adaptador coaxial; *Halbdipol mit koaxialer Stichleitung.*

812 **slewing motor** - motore per esplorazione rapida; *moteur de balayage rapide; motor para exploracion rapida; Schnellabtastmotor.*

813 **slope angle** - angolo di inclinazione; *angle d'inclinaison; angulo de inclinacion; Inklinationswinkel.*

814 **slot antenna** - antenna a fessura; *antenne fendue; antena ranurada; Schlitzantenne, Spaltantenne.*

815 **slotted cylinder antenna** - antenna a cilindro fessurato; *antenne fendue cylindrique; antena a cilindro ranurado; Schlitzrohrstrahler.*

816 **snow** - neve; *neige; nieve; Schnee.*

817 **soft picture** - immagine debole; *image faible; imagen debil; verschwommenes Bild.*

818 **sonde** - sonda; *sonde; sonda; Sonde.*

819 **soot and white wash** - effetto d'ombra (chiaro-scuri); *moirages, plages sombres et plages claires; efecto de sombreado; Schattenfleck.*

820 **sound bandwidth** - larghezza di banda audio, del suono; *largeur de bande de son; anchura de banda de sonido; NF-Bandbreite, Tonbandbreite.*

— Control and recording instrumentation for an automatic test system
— Strumentazione di controllo e registrazione per un sistema automatico di prova
— Appareils de commande et d'enregistrement intervenant dans un system automatique de control
— Instrumentos de control y registro para un sistema automatico de prueba
— Steuerung und schreibgeräte für eine automatische prüfanlage.

821 **sound carrier** - portante audio; *onde porteuse du son; portadora de sonido; Tonträger.*

822 **sound on vision** - suono sopra l'immagine; *son dans l'image; sonido sobre imagen; Ton im Bild.*

823 **sound rejection** - soppressione del suono, reiezione della portante audio; *réjection de la porteuse son; supresion de la portadora de sonido; Tonunterdrückung.*

824 **space wave** - onda di spazio, ionosferica; *onde d'espace, ionosphérique; onda espacial; Raumwelle.*

825 **spacing** - distanza nello spazio; *espacement; distancia en el espacio; Raumabstand.*

826 **speckled background** - fondo punteggiato; *fond mouchete; fondo punteado; getüpfelter Hintergrund.*

827 **spherical aberration** - aberrazione sferica; *aberration spherique; aberracion esférica; sphärische Aberration.*

828 **spider web aerial** - antenna a ventaglio, antenna con lobo principale di sezione ellitica; *antenne en éventail; antena en abanico; Fächerantenne.*

829 **spike** - barra; *barre; barra; Balken.*

830 **spike** - guizzo, dente, impulso aguzzo; *impulsion pointue; impulso en escarpia; Impulsspitze, Zacke.*

831 **spill-over echo** - eco capriccioso, bizzarro; *écho bizarre, capricieux; eco caprichoso, esporadioco; bizarres Echo.*

832 **splatter** - interferenza dovuta al canale adiacente; *interférence adjacente; interferencia del canal adyacente; Nachbarkanalstörung.*

833 **split image** - immagine divisa, tagliata; *image coupée; imagen partida; geteiltes Bild.*

834 **spoking** - effetto radiale; *effet radial; efecto radial; Radeffekt.*

835 **sponsored television** - televisione commerciale; *télévision commerciale; television comercial; Werbefernsehen.*

836 **spot** - punto; *spot; punto; Punkt.*

837 **spottiness** - immagine macchiata; *image tachetée; imagen manchada; fleckiges Bild.*

838 **spot wobble** - vobulazione del punto, del fascio; *wobbulation du spot; bailoteo del haz; Strahlwoblung.*

839 **spout** - imboccatura, ugello, di una guida d'onda; *embouchure, bouchon, de guide d'ondes; embocadura de guia de ondas, abertura; Wellenleiteröffnung.*

840 **square wave** - onda rettangolare; *onde rectangulaire; onda rectangular; Rechteckwelle.*

841 **standing wave antenna** - antenna ad onde stazionarie; *antenne a ondes stationnaires; antena a onda estacionaria; Antenne mit stehenden Wellen.*

842 **star chain** - catena a stella; *réseau en étoile; cadena en estrella; Sternkette.*

843 **steerable antenna** - antenna orientabile; *antenne orientable; antena orientable; einstellbare Antenne.*

844 **stereoscopic television** - televisione stereoscopica; *télévision en relief; television esteroscopica; stereoskopisches Fernsehen, dreidimensionales Fernsehen.*

845 **sticking** - persistenza, conservazione dell'immagine; *rémanence de l'image; retencion de la imagen; Bildkonservierung.*

846 **straight receiver** - ricevitore ad amplificazione diretta; *récepteur à amplification directe; receptor de RF sintonizada; Geradeausempfänger.*

847 **streaikng** - trascinamento irregolare delle linee orizzontali; *filage horizontal; prolongacion irregular de lineas horizontales; Nachziehen, Fehnenziehen.*

848 **strip width** - larghezza di linea; *largeur de ligne; anchura de linea; Zeilenbreite.*

849 **strobing** - selezione del segnale; *repérage de la trace; seleccion de señal; Signalauswertung.*

850 **strobing pulse** - impulso selezionatore, impulso d'inquadramento; *impulsion de fixation; impulso de seleccion; Auswerteimpuls.*

851 **stub** - tronco adattatore (di impedenza); *téton adapteur; teton adaptador; Blindschwanz, Stichleitung.*

852 **studio equipment** - equipaggiamento, attrezzatura, per studio; *équipment de studio; implementos de estudio; Studioausrüstung.*

853 **studio lights** - illuminazione dello studio, luci per l'illuminazione dello studio; *éclairage de prise de vues; alumbrado del estudio; Aufnahmelanpen, Studiobeleuchtung.*

854 **subcarrier** - sottoportante; *sous-porteuse; subportadora; Sekundärträger, Zwischenträger.*

855 **submerged aerial** - antenna sottomarina; *antenne immergée; antena submarina; Unterwasserantenne.*

856 **subscription television** - televisione a pagamento, a moneta, a gettone; *télévision à prepaiement; television a pago adelantado; Fernsehsystemmit Gebührenautomat.*

857 **superimposing** - sovrapposizione d'immagini; *surimpression; superposicion de imagenes; Superponierung, überlagerung.*

858 **super-turnstile antenna** - antenna super-turn stile, antenna incrociata multipla a campo rotante a banda larga; *antenne en tourniquet multiple; antena de molinete multiple; Mehrfach-Schmetterling-antenne.*

859 **surface wave** - onda terrestre, onda di superficie; *onde de sol; onda superficial, onda terrestre; Bodenwelle.*

860 **sweep** - traccia; *trace; traza; Spur.*

861 **sweeping coil** - bobina di deviazione; *bobine de déviation; bobina desviadora; Ablenkspule.*

862 **swing** - spostamento, deviazione, dell'ago; *déviation d'aiguille; desviacion de la aguja; Zeigerausschlag.*

863 **swish pan** - panoramico rapido; *panoramique rapide; panoramica rapida; Schnellschwenkung.*

864 **synchro** - servosincronizzatore automatico; *mécanisme de synchronisation automatique; servosincronizador automatico; Synchronservomechanismus, Synchronantrieb.*

865 **synchronism** - sincronismo; *synchronisme; sincronismo; Synchronismus, Gleichlauf.*

866 **synchronization control** - controllo della sincronizzazione, regolatore del sincronismo; *régulateur de synchronisation; regulador de sincronizacion; Synchronisation regler.*

867 **synchronizing generator** - generatore di sincronismo; *générateur de synchronisation; generador de sincronizacion; Synchronisierungsgenerator.*

868 **synchronizing of image** - sincronismo dell'immagine; *synchronisation d'image; sincronizacion de imagen; Bildsynchronisierung.*
869 **synchronizing-pulse separation** - separazione degli impulsi di sincronismo; *séparation d'impulsions de synchronization; separacion de impulsos de sincronizacion; Synchronisierimpulsabtrennung.*
870 **synchronous scannig** - analisi, esplorazione sincrona; *balayage synchrone; exploracion sincrona; Synchronabtastung.*

Lettera T

871 **table set (television)** - televisore da tavolo; *téléviseur de table; televisor de sobremesa; Tischempfänger.*
872 **tail (pulse)** - coda dell'impulso; *traîne de l'impulsion; cola del impulso; Impulsschwanz.*
873 **take off** - soppressore della portante audio, del suono; *rejection de la porteuse son; supresion de la portadora de sonido; Tonunterdrückung.*
874 **tearing** - laceramento, strappo dell'immagine; *déchiquetage de l'image; desgarro de la imagen; Bildzerreissung.*
875 **technical director** - direttore di produzione, tecnico; *directeur de production, technique; director tecnico; technischer Betriebsleiter, Spielleiter.*
876 **telecontrol** - telecontrollo, comando a distanza; *télécommande; control a distancia; Fernbedienung, Fersteuerung.*
877 **telefilm** - telefilm, film televisivo; *film télévisé; telefilm, television de peluculas; Fernshewiedergabe, von Filmaufnahmen, Filmbtaster.*
878 **telegenic** - telegenico; *télégénique; photogénique en télévision; telegenico; telegen.*
879 **telescopic mast** - sostegno telescopico; *mât télescopique; mastil telescopico; Kurbelmast, teleskopmast.*
880 **televiewer** - telespettatore; *téléspectateur; espectador de television; Fernsehzuschauer.*
881 **television** - televisione; *télévision; television; Fernsehen.*
882 **television band** - banda, *gamma di televisione; bande de télévision; banda de television; Fernsehband.*
883 **television camera** - camera televisiva; *camera de télévision; camara de television; Fernsehaufnahmekamera.*
884 **television car** - vettura televisiva; *voiture de télévision; coche de television; Fernesehaufnahmewagen.*
885 **television channel** - canale televisivo; *canal de télévision; canal de television; Fernsehkanal.*
886 **television receiver** - televisore, ricevitore per televisione; *téléviseur; receptor de television, televisor; Fersheempfänger, Fernsehherät.*
887 **television station link** - ponte, catena per collegamenti televisivi; *chaîne de stations émettrices de télévision; cadena de estaciones de television; Fernsehbrücke, Fernsehkette.*
888 **television studio** - studio televisivo; *studio de télévision; estudio de television; Fernsehstudio.*
889 **television test pattern generator** - generatore della immagine di prova (del monoscopio); *générateur de mire pour télévision; generador de señal patron para television; Bildmustergenerayor für Fernsehzwecke.*
890 **television transmistter** - trasmettitore televisivo; *émetteur de télévision; transmissor de television; Fernsehsender.*
891 **television wave form** - forma d'onda televisiva; *forme d'onde de télévision; forma de onda de television; Fernsehwellenform.*
892 **test chart** - figura di prova, *diagramma di prova; mire; patron, imagen de prueba; Probebild, Testbild.*
893 **test film** - film di prova; *film d'essai; pelicula de prueba; Probe film, Testfilm.*
894 **test shot** - ripresa di prova; *prise provisoire; toma de prueba; kalte Probe, Probe aufnahme.*
895 **thermal agitation noise** - rumore di agitazione termica; *bruit d'agitation thermique; ruido de agitacion termica; Schroteffekt, Wärmerauschen.*

896 **three-antenna element** - antenna a tre elementi; *antenne à trois éléments; antena a tres elementos; Dreielementenantenne.*

897 **threshold voltage** - tensione di soglia; *tension de seuil; tension de umbral; Verzögerungsspannung.*

898 **tight alignement** - sintonia stretta, allineamento a frequenza pilota; *alignement serré; sintonia a frecuencia piloto; Abgleich der Durchlasskurve.*

899 **tight framing** - quadro stretto; *cadrage court; encuadrado apretado; enge Umrahmung.*

900 **tilt** - avvallamento; *affaissement; caida; Dachschräge, Impulsabflachung.*

901 **tilt** - inclinazione dell'antenna; *inclinaison de l'antenne; inclinacion de la antena; Neigung der Antenne.*

902 **tilt** - distorsione del quadro: *distorsion du cadre; distorsion del cuadro; Teilbildverzerrung.*

903 **tilted antenna** - antenna inclinata; *antenne inclinée; antena inclinada; in der Höhe schwenkbare Antenne.*

904 **tilt mixer** - correttore della deformazione di immagine; *correcteur de déformation du cadre; corrector de deformacion del cuadro; Teilbildverzerrungskompensator.*

905 **time axis** - asse dei tempi; *axe des temps; eje de tiempo; Zeitachse.*

906 **time base** - base dei tempi; *base de temps; base de tiempo; Zeitbasis.*

907 **time-base generator** - generatore della base dei tempi; *générateur de base de temps; generador de base de tiempo; Zeitbasisgenerator.*

908 **time constant of rise** - costante di tempo di salita; *constante de temps d'accroissement; constante del tiempo de sulida; Anstiegzeitkonstante.*

909 **time jitter** - instabilità della base dei tempi; *instabilité de la base de temps, vacillement d'une impulsion; inestabilidad de la base de tiempo; Zeitbasisflackern, Zeitbasiszittern.*

910 **T-matched antenna** - antenna con adattatore T;*antenne T adaptée; antena en dipolo en T equilibrada; angepasste T-Antenne.*

911 **top antenna** - antenna per tetto (anche di automobile); *antenne de toit; antena de techo; Dachantenne.*

912 **top-capacitor antenna** - antenna caricata mediante capacità sull'estremità superiore; *antenne à charge terminale; antena a carga terminal; Antenne mit Dachkapazität.*

913 **trace** - traccia; *trace, traza; Spur.*

914 **track-in** avanzamento della camera; *travelling en dedans; avace de la camara; Vorfahren des Kamerawagens.*

915 **tracking** - inseguimento; *traçage; seguimento; Folgen.*

916 **track out** - arretramento della camera, *del carrello; travelling en dehors; alejamnieto de la camara; Zurückfahren des Kamerawagens.*

917 **trailing aerial** - antenna rettratile; *antenne pendente; antena colgante; Anhängeantenne, Schleppantenne.*

918 **trajectory of the electrons** - traiettoria degli elettroni; *trajectoir des électrons; trayectoria de los electrones; Elektronenbahn.*

919 **transient** - transistorio; *phénomène transitoire; transitorio; Einschwingvorgang.*

920 **transit time distorsion** - distorsione del tempo di transito, di propagazione; *distorsione du temps de propagation, du temps de transit; distorsion del tiempo de propagacion; Laufzeitverzerrung.*

921 **transmissione diagram** - diagramma di trasmissione; *diagramme de transmission; diagrama de transmision; Sendediagramm.*

922 **transmission line** - linea di alimentazione; *ligne d'alimentation; linea de alimentacion; Speiseleitung.*

923 **transmission monitor** - monitore, strumento di controllo, della trasmissione; *moniteur de emission; monitor de emision; Hauptmonitor.*

924 **transmit/receive switch** - commutatore ricezione/trasmissione; *commutateur transmission/réception; conmutador de transmitir-recibir; Antennenumtaster, Empfängersperröhore.*

925 **transmitting antenna** - antenna trasmittente; *antenne émettrice; antena emisora; Sendantenne.*

926 **trapezium distorsion** - distorsione trapezoidale; *distorsion en trapèze; distorsion trapezoidal; Schlusssteinverzerrung, Trapezfehler.*

927 **travelling-wave antenna** - antenna ad onde progressive; *antenne à ondes progressive; antena a ondas progresivasa; Antenne mit fortschreitenden Wellen.*

928 **triangle antenna** - antenna a triangolo; *antenne triangulaire; antena triangular; Dreiecksantenne.*

929 **triggering level** - livello di scatto, di sensibilizzazione; *niveau de déclenchement; nivel de activacion, de sensibilizacion; Anstosspergel.*

930 **trigger pulse** - impulso di sganciamento, di scatto, di scappamento; impulsion de déclenchement; impulso de disparo; Anstossimpuls.

931 **trigger sharpener** - circuito che rende un'onda più acuta; *circuit qui rend une onde plus raide; circuito para obtener una onda mas aguzada; Schaltung zum Steilermachen eines Auslöseimpulses.*

932 **trigonal reflector antenna** - antenna con riflettore a triedro; *antenne à réflecteurs trièdres; antena a refector triedro; Dreiecksreflektor antenne.*

933 **tripping pulse** - impulso di sganciamento, di sincronizzazione; *impulsion de synchronisation et de déclenchement; impulso de disparo y sincronizacion; Auslösesynchronimpuls.*

934 **tuned aerial** - antenna accordata; *antenne accordée; antena sintonizada; abgestimmte Antenne.*

935 **tuned dipole** - dipolo accordato, risonante; *dipôle accordé; dipolo sintonizado;*

936 **tuned radio frequency receiver** - ricevitore ad amplificazione diretta; *récepteur à amplification directe, récepteur en cascade; receptor de radiofrequencia sintonizada; Geradeausempfänger.*

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MORELLI A. - Milano
Trasmettitori sonda a valvola

In figura 1 riportiamo lo schema di un trasmettitore usato in passato per scopi meteorologici nei palloni sonda e funzionante sulla frequenza di 395 MHz. In figura 2 è visibile invece il trasmettitore, pronto per l'impiego.

Il valore dei vari componenti, che ricaviamo da una pubblicazione dell'epoca è il seguente:

Valvole: 2 valvole PHILIPS del tipo EC 81.

Condensatori: $C_1 = C_2 = C_3 = \pm$ 100 pF $\pm$ 50% ceramico; C_d = 3,3 pF ceramico.

Resistori: R_1 = 30 Ω 1/8 W (resistenza anodica); R_g = 1 kΩ 1/8 W (resistenza di griglia).

Bobina di catodo L: 6 spire costituite da due conduttori in parallelo fra di loro.

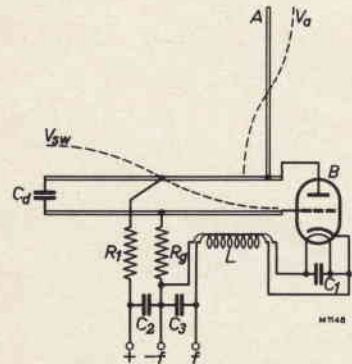



Fig. 1 - Schema elettrico di un trasmettitore a valvole per pallone sonda, funzionante su 395 MHz.

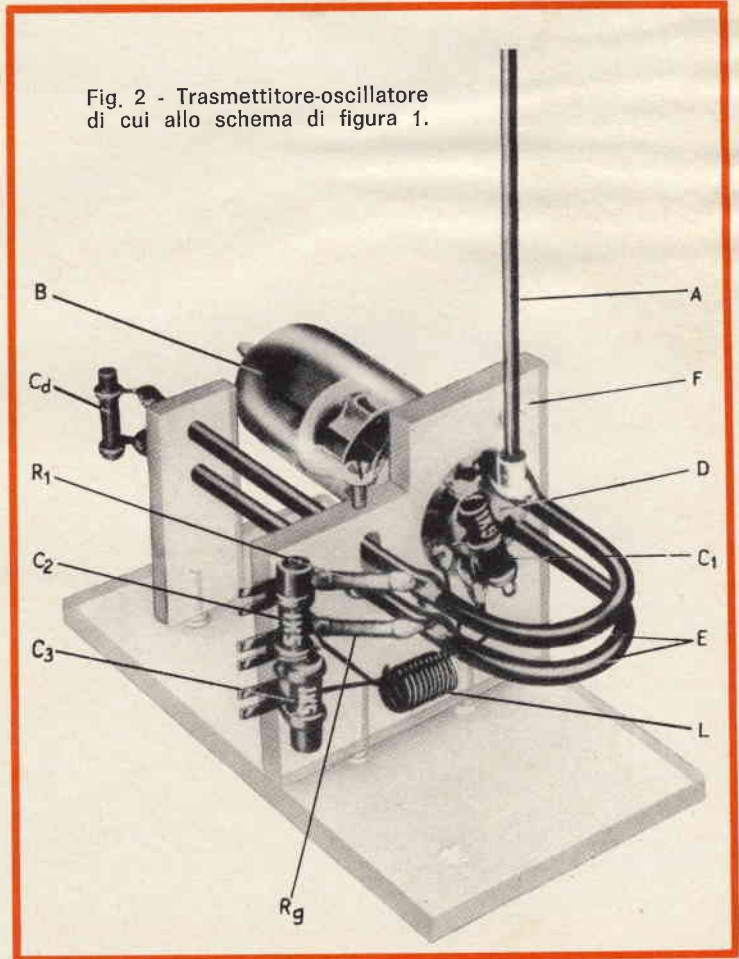



Fig. 2 - Trasmettitore-oscillatore di cui allo schema di figura 1.

Antenna A: un'asta di rame della lunghezza di circa 300 mm e del diametro di due o tre millimetri.

Schermo F in perspex od altro materiale similare.

Sistema di fili Lecher: 2 spezzoni di tubo di rame (meglio se argentato), del diametro di 3 mm. Lunghezza 130 mm, distanza 10 mm, diametro della spirale 20 mm.

Tensione anodica: 100/120 V.

Sig. CHIODI G. - Genova
Collegamenti a distanza su microonde

Quando è necessario effettuare dei collegamenti a distanza mediante l'impiego delle onde a portata ottica, e nel caso specifico nella gamma delle microonde (come si verifica ad esempio per i ponti radio a grande distanza), per cui non sussiste la visibilità diretta, è indispensabile spezzare il percorso in più tratte.

Nei punti intermedi delle singole tratte vengono installate delle stazioni ripetitrici che oltre al compito di ritrasmettere il segnale nella giusta direzione (che può essere anche modificata rispetto al senso di arrivo), devono provvedere ad amplificare il segnale.

In questi ripetitori, in genere, non è necessario demodulare il segnale ad eccezione che per pilotare i circuiti del CAS e del CAF e per disporre di una eventuale uscita di controllo.

La figura 3 si riferisce ad un esempio di stazioni ripetitrici impiegate per superare la curvatura terrestre che impedisce ai segnali di giungere ad una certa distanza (la distanza superabile dipende dall'altezza delle antenne trasmittenti e riceventi e dall'altezza delle località in cui esse sono installate). La figura 4 si riferisce invece al caso in cui non esiste la visibilità ottica a causa di ostacoli interposti fra due posti terminali.

In figura 5 si riporta lo schema a blocchi di un ripetitore sulla cui descrizione, per ragioni di spazio, non possiamo purtroppo intrattenerci. Un complesso del genere può anche essere comandato a distanza e si può anche prevedere l'accensione automatica tanto della parte trasmittente quanto di quella ricevente. Il comando può essere costituito dall'arrivo dell'onda portante.

Per ovvie ragioni non è possibile coprire dei percorsi lunghissimi allo scopo di non abbassare eccessivamente il rapporto segnale/disturbo, a meno che si impieghino dei complessi professionali.

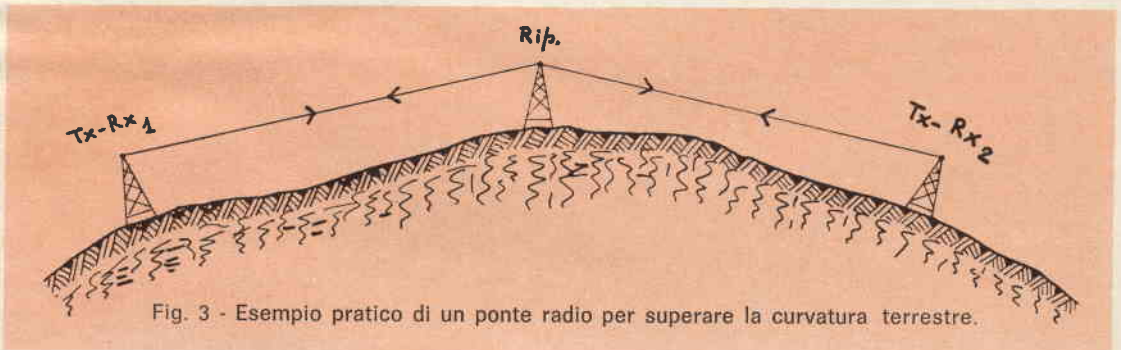



Fig. 3 - Esempio pratico di un ponte radio per superare la curvatura terrestre.

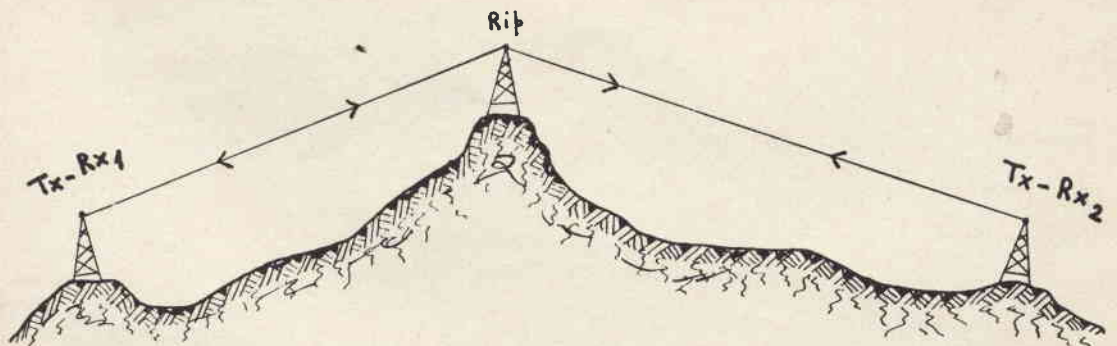



Fig. 4 - Schema pratico di un ponte radio per consentire il superamento degli ostacoli naturali.

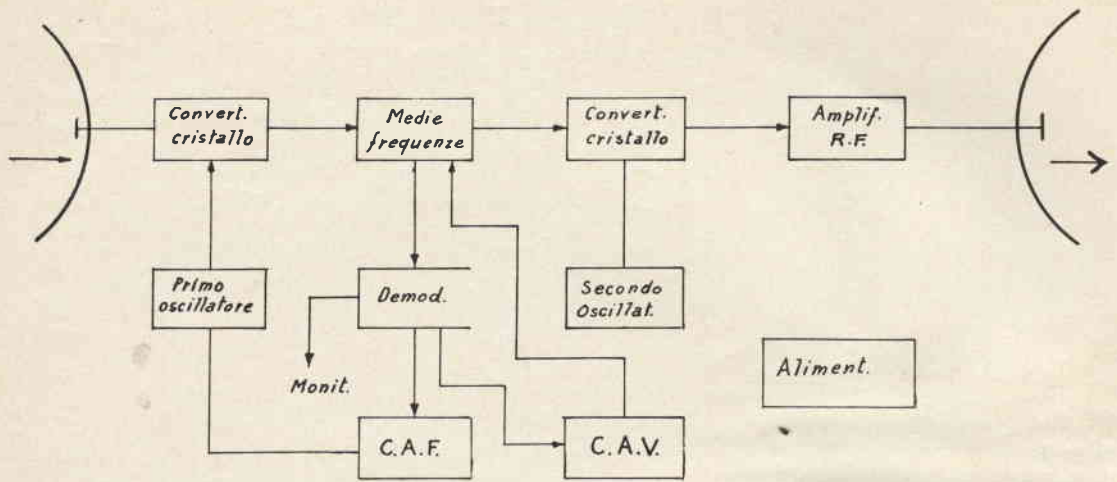



Fig. 5 - Schema di principio dei diversi stadi che costituiscono un ripetitore per ponte radio.

Sig. MARELLI G. - Milano
Sulla controreazione

Un accoppiamento reattivo o reazione, *si ottiene quando una frazione della tensione di uscita di un amplificatore viene riportata al suo ingresso.*

Inizialmente un sistema del genere fu impiegato per ottenere tanto un aumento dell'amplificazione quanto l'innesco delle oscillazioni. In questo caso la tensione riportata all'ingresso, tramite un accoppiamento reattivo, deve essere in fase con la tensione applicata all'ingresso stesso e pertanto la reazione viene definita come reazione positiva o in fase.

La reazione positiva, qualora non si giunga all'innesco delle oscillazioni, produce la esaltazione dei segnali che hanno luogo nell'amplificatore quale i rumori di fondo, le distorsioni armoniche, ecc.

Se ammettiamo che un amplificatore sia stato realizzato in modo che amplifichi in modo uniforme tutte le tensioni comprese in una gamma prestabilita ma che in pratica non soddisfi completamente tali esigenze, ciò può significare, ad esempio, che esiste una frequenza f_a che viene amplificata più delle altre, come è visibile in figura 6 (curva « a »).

È evidente che a parità delle tensioni di ingresso, la tensione di uscita di f_a è maggiore rispetto alle altre frequenze dello spettro e di conseguenza, mediante un dispositivo di reazione positiva, all'ingresso verrà riportata una tensione che, in cor-

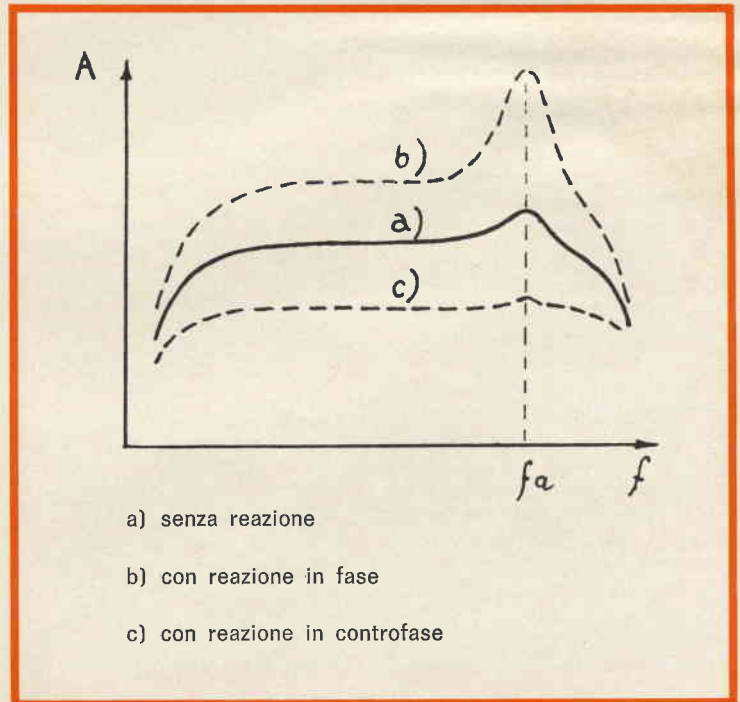



Fig. 6 - Curve caratteristiche di un amplificatore B.F. per i due tipi di controreazione. Con la controreazione positiva in fase, si ha un netto peggioramento, mentre un miglioramento si ottiene con la controreazione negativa o in controfase.

rispondenza di questa frequenza è già maggiore delle altre frequenze. Ciò in pratica significa che per effetto della reazione si avrà un peggioramento dell'uniformità di amplificazione come è messo in evidenza dalla curva « b », sempre della figura 6.

Nei circuiti selettivi il fenomeno ha luogo ugualmente ma in questo caso è considerato della massima utilità dato che aumenta l'acutezza di risonanza del circuito. Pertanto la reazione positiva è impiegata nei circuiti amplificatori a radio frequenza, che sono per l'appunto del tipo selettivo, ma non nei circuiti di bassa frequenza dove l'amplificazione deve essere la più uniforme possibile.

Da notare che la reazione positiva crea anche una certa instabilità del circuito per cui qualsiasi fenomeno di lieve entità può dar luogo a delle grandi variazioni di amplificazione e talvolta anche all'innesco delle oscillazioni.

Se invece la tensione di uscita, che tramite un apposito circuito viene riportata all'ingresso, è in opposizione di fase con la tensione di ingresso stessa si ottiene la cosiddetta reazione negativa, nota anche con il nome di controreazione negativa o in controfase, i cui effetti sono esattamente opposti a quelli che si ottengono con la reazione positiva e che sono illustrati dalla curva « c » di figura 6.

Dalla suddetta curva si può notare che la caratteristica della controreazione negativa è quella di produrre una diminuzione di amplificazione, ma di rendere altresì molto più uniforme la curva di risposta, diminuendo notevolmente le distorsioni armoniche e gli stessi rumori di fondo, e rendendo più stabile il circuito.

Pertanto quest'ultimo sistema è adottato per gli amplificatori di bassa frequenza.

Sig. CALICCHIO P. - Napoli
Relé elettromagnetici

Un relé non è altro che un interruttore automatico comandato a distanza tramite un elettromagnete la cui rappresentazione schematica è indicata in figura 7.

I contatti, come è mostrato in figura 8, sono rappresentati con dei segni convenzionali a seconda che si tratti di contatti di lavoro, di scambio o di riposo.

Il contatto di lavoro è aperto quando il relé è diseccitato ed è chiuso quando il relé è eccitato.

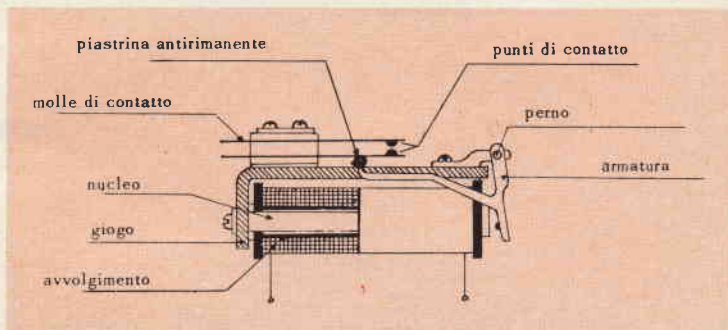



Fig. 7 - Rappresentazione schematica di un relé elettromagnetico.

Viceversa il contatto di riposo è chiuso quando il relé è diseccitato ed è aperto quando il relé è eccitato.

Il contatto di scambio, che è costituito da tre molle, quando il relé viene eccitato apre un contatto di riposo e chiude un contatto di lavoro. Naturalmente possono sussistere dei relé con più contatti combinati i quali danno la possibilità di compiere più operazioni contemporaneamente, ed in un determinato ordine, a brevissimo intervallo l'una dall'altra, come ad esempio quelli riportati in figura 9.

Esistono poi numerosi relé di tipo speciale quali i relé polarizzati, i relé termici, i relé a corrente alternata, i relé con contatti sigillati nel vetro sui quali purtroppo non possiamo intrattenerci.

Le consigliamo di consultare in proposito, l'opera del Colapietro: « Tecnologia dei componenti elettronici », edi-

Fig. 8 - Contatti tipici di lavoro, di riposo e di scambio di un relé e relativi simboli.

Fig. 9 - Alcuni classici tipi di relé elettromagnetici.

ta dalla Siderea di Roma, nella quale troverà la risposta ai diversi quesiti che ci ha sottoposti.

Per quanto concerne l'acquisto dei relé a triplo scambio, sia per alimentazione a bassa tensione in corrente continua, sia in corrente alternata, le consigliamo di rivolgersi alla sede della G.B.C. di Napoli dove potrà scegliere i tipi che si adattano a soddisfare le sue esigenze.

Sig. CRISPI - Torino
Misuratori di umidità

Rispondiamo con un certo ritardo alla sua richiesta per il fatto che soltanto in questi giorni ci è stato possibile rintracciare una apparecchiatura del tipo da lei desiderato e adatta a misurare il grado di umidità dei cereali.

In figura 10 è riportata infatti la fotografia di un Misuratore di umidità portatile per cereali, *della ditta* Scotmec-Oxley, *il quale consente di effettuare delle misure istantanee e della massima precisione, sul grano, granturco, orzo, avena, ecc.*

Di questo apparecchio ne esistono in commercio, sempre della stessa marca, anche dei tipi speciali per il riso. La suddetta ditta è rappresentata in Italia dall'Ing. S. & Dr. Guido Belotti - Milano.

Sig. GARELLI P. - Roma
Apparecchi del surplus

Diamo qui di seguito le principali caratteristiche degli apparecchi del surplus che le interessano:

BC 652 A - *Ricevitore in due gamme d'onda da 2 a 3,5 MHz e da 3,5 a 6 MHz. Esso dispone di uno stadio RF con valvola 12SG7, Oscillatore 12K8, tre stadi di media frequenza (a 915 kHz) 2 x 12SK7 e 12C8, rivelazione e BF 12SR7 e 6Y6. BFO 12K8.*

Questo ricevitore è fornito anche di un marker a quarzo per la taratura dei trasmettitori con incrementi di 20 kHz. È alimentato mediante una

Fig. 10 - Misuratore portatile di umidità per cereali Scotmec-Oxley.

Fig. 11 - Ricevitore del surplus AME-7G-1680.

dinamo a 24 V che eroga 170 V.

BC 787 - *Si tratta di un ricevitore del tipo Hallicrafter per le gamme 27 - 46 MHz, 46 - 82 MHz e 82 - 140 MHz a quindici valvole. RF, 956, convertitore 954, 1° MF 6AC7, 2° MF 6BA7, 3° MF 6AC7, 2 x 6H6 come rivelatore discriminatore, BF, 6C8, 6SL7, 6V5 e un push-pull di 6V6, più 5U3 e OD3.*

AME 7G-1680 - *È un ricevitore di classe abbastanza elevata che copre le seguenti gamme: 1,7-2,7 MHz, 2,2-3,7 MHz, 3,4 - 5,5 MHz, 5,1 - 8,8 MHz, 8,3 - 14,5 MHz, 13,7 - 24 MHz e 23 - 40 MHz.*

La sua sensibilità è dell'ordine di 0,5 μV. Il doppio cambiamento di frequenza è previsto per le frequenze di 80 e 1.600 kHz. Le valvole impiegate sono le seguenti: RF, 6AM6, 6BA6, 1ª conversione: 6BE6, 6AU6 (1600 kHz), 2ª conversione: 6BE6, 6AU6, 6AB6 (80 kHz), BFO: 6AU6, rivelazione e BF: 6AT6, 6AQ6, VCA: 6BA6, 6AL6. Uscite a 3, 600 e 1.500 Ω. Limitatore di disturbi, filtro a quarzo e selettività variabile, occhio magico 6AF7 e S meter.

Alimentazione: 110/220 V con valvole 2 x 5Y3 e OB2. Il prezzo di questo ricevitore in Francia si aggira sui 1.200 franchi francesi.

BC-728 si tratta di un ricevitore con quattro frequenze preregolate sulla gamma da 2 a 6 MHz nel quale sono impiegati i tubi: 1N5, 15S, 3 x 1T4, 2 x 35S.

Non conosciamo il ricevitore JGK-234-7.

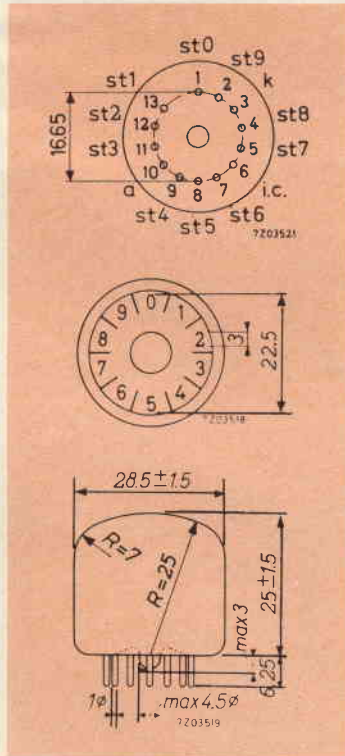



Fig. 12 - Collegamenti allo zoccolo e dati di ingombro del tubo indicatore ZM1050.

Sig. FIESCHI N. - Genova
Tubo indicatore Z550M

La consulenza alla quale fa riferimento trattava, per l'appunto, il tubo indicatore Z550M il quale attualmente è fuori commercio ed è stato sostituito dal tubo indicatore ZM1050 le cui caratteristiche sono del tutto simili al precedente.

In figura 12 riportiamo i dati di ingombro e di collegamento allo zoccolo come richiesto.

Sig. TANCREDI R. - Roma
Taratura dei circuiti d'ingresso di un ricevitore FM

L'argomento in questione sarà trattato nella rubrica: SERVIZIO RADIO TV nella nella quale è in corso l'esame dei ricevitori FM.

Per eseguire l'allineamento dei circuiti d'ingresso e dell'oscillatore di un ricevitore FM, il generatore di segnali deve essere connesso alla entrata direttamente, o meglio mediante un resistore da 90 Ω.

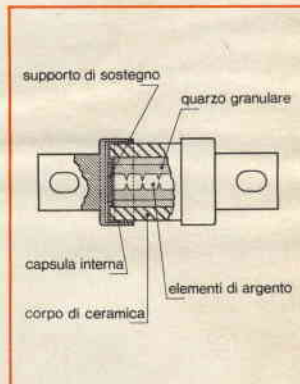
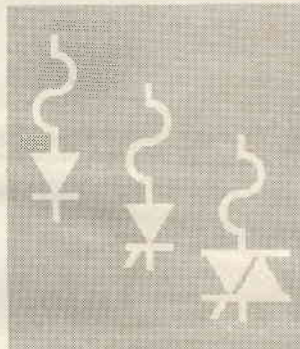
Il misuratore di uscita verrà inserito al posto della bobina mobile dell'altoparlante. In primo luogo si sintonizzeranno tanto il ricevitore quanto il generatore sulla frequenza di 100 MHz quindi si regolerà il trimmer dell'oscillatore in modo da ottenere la massima uscita. Una operazione del tutto simile dovrà essere effettuata sulla frequenza di 88 MHz. Queste operazioni devono essere ripetute più volte al fine di ottenere la massima resa e la corrispondenza della scala alle estremità alte.

Effettuate le suddette operazioni si allinierà il circuito di ingresso sulla frequenza di

La I-R presenta la sua nuova serie di fusibili extra-rapidi, particolarmente adatti per la protezione dei semiconduttori al silicio.

AEROSTUDIO BORGHI

7 DIFFERENTI GAMME ADATTE PER LA PROTEZIONE DI TUTTI I TIPI DI DIODI, SCR E TRIAC DI POTENZA

- Interrompono anche le più pericolose sovracorrenti in un tempo estremamente breve.
- Limitano l'energia termica a cui diversamente i semiconduttorri sarebbero sottoposti.
- Limitano la tensione d'arco che potrebbe essere dannosa per i semiconduttori disposti in altre parti del circuito.
- Impediscono al valore di picco della corrente di attraversare il semiconduttore.

Fusibili indicatori a scatto - Tipi: I. 700 e I. 1000

MAX. TENSIONE RMS	250 V	700 V
MAX. TENSIONE DI ARCO	410 V	1150 V
CORRENTE RMS	da 7 a 600 A	da 8 a 500 A
I^2t TOTALE ALLA MAX. TENSIONE DI ESERCIZIO	da 26 a 550000 A^2 sec	da 28 a 980000 A^2 sec
TEMPERATURA DELLA CAPSULA	100° C	125° C
MAX. SOLLECITAZIONE DI GRAVITÀ	da 1500 a 3000 g.	

INTERNATIONAL RECTIFIER
CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE
via Liguria 19 - Tel. 49 84 84 (5 linee)

UFFICIO DI MILANO
via Medardo Rosso 16 - Tel. 60 08 36

100 MHz e successivamente sulla frequenza di 92 MHz. In genere nessun ritocco è necessario per l'estremità della gamma su 88 MHz.

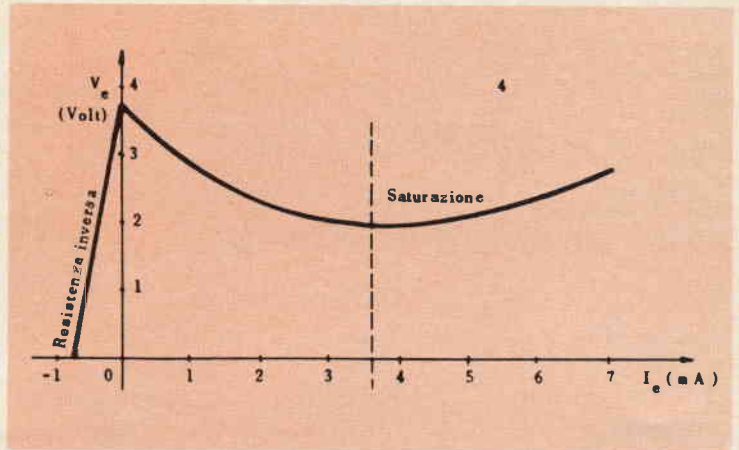
Per effettuare queste regolazioni è necessario disporre delle apposite chiavi a tubo, con doppia cava esagonale di cui una in ottone (ad esempio i modelli Bernstein della serie L, della G.B.C.).

Terminate le operazioni di allineamento se, infilando nell'interno della bobina di antenna il nucleo di ottone, il segnale aumenta, occorre allargare leggermente le spire della bobina stessa, se invece aumenta introducendo nella bobina il nucleo ferromagnetico è necessario avvicinare fra loro le spire stesse. Nei ricevitori di una certa classe l'allineamento deve essere effettuato su più frequenze, ad esempio, 88, 92, 94, 96, 98, 100, 104 e 108 MHz.

Fig. 13 - Curva caratteristica tensione-corrente di un transistor unigiunzione.

Sig. PICASSO R. - Genova
Transistori funzionanti come interruttore e transistori unigiunzione

Un transistor usato come interruttore possiede due stati stabili di funzionamento e precisamente lo stato di conduzione e lo stato di interdizione. Nelle condizioni ideali, quando il transistor si trova nello stato di conduzione, la tensione esistente fra il collettore e l'emettitore deve annullarsi in modo da realizzare la condizione di interruttore chiuso, mentre nello stato di interdizione la corrente di collettore deve annullarsi per realizzare la condizione di interruttore aperto.

Allo scopo di avvicinarsi il più possibile a queste condizioni è necessario impiegare dei transistori a giunzione che abbiano piccoli valori di capacità di giunzione, ed un minimo tempo di immagazzinamento delle cariche, nell'interno del transistor.

Per minimizzare questo tempo durante il processo di fabbricazione si aggiunge dell'oro al materiale semiconduttore il quale, diffondendosi nel germanio o nel silicio, riduce il tempo di vita delle cariche minoritarie nella regione di collettore del transistor e di conseguenza il tempo di immagazzinamento, dal quale dipende la velocità di commutazione del circuito interruttore.

Questo genere di transistori si impiegano prevalentemente nei calcolatori elettronici od altri circuiti del genere.

Il transistor unigiunzione in pratica non è altro che un diodo a giunzione al silicio a tre terminali di cui due sono i cosiddetti terminali di base.

Un transistore unigiunzione è costituito da un blocchetto di silicio di tipo N, su cui sono saldati due fili con contatti puramente ohmici, denominati base 1 e base 2.

Vicino alla base 2 si ha una giunzione, il cui collegamento è chiamato emettitore.

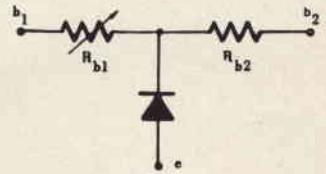
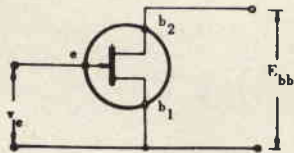



Fig. 14 - Simbolo circuitale e circuito equivalente di un transistor unigiunzione.

Questo diodo si presenta quindi come un normale transistore ma ne è sostanzialmente diverso in quanto ha una caratteristica con un tratto a resistenza negativa.

La figura 13 mostra per l'appunto la caratteristica tensione corrente di un transistor unigiunzione mentre la figura 14 si riferisce al suo circuito equivalente al simbolo circuitale.

UN REGISTRATORE PER TUTTI I GUSTI E PER OGNI ESIGENZA

IL MERCATO OFFRE

Quando nel lontano 1898 il fisico danese Valdemar Poulsen riuscì per la prima volta a registrare la voce umana su di un filo di acciaio, sfruttando i principi della magnetizzazione, nessuno poteva certamente prevedere quali sarebbero stati i futuri sviluppi di quella geniale idea. Attraverso varie fasi progressive, si è oggi giunti infatti alla realizzazione di una gamma di registratori così vasta e completa, da soddisfare praticamente qualsiasi esigenza economica e funzionale.

Questa volta, la rassegna che Selezione presenta ai suoi Lettori è riferita a ciò che il mercato offre nel campo della registrazione su nastro. Prima però di occuparci delle diverse possibilità di scelta, è forse utile passare in rassegna una parte dei modi in cui un registratore può rivelare la sua utilità nella casa moderna, nell'ufficio, nella scuola, ecc.

La facilità con cui un suono può oggi essere registrato permette a chiunque di cimentarsi — per dovere o per diletto — in questa affascinante occupazione. Oggi che il registratore ha raggiunto un grado di diffusione che può essere paragonato a quello del comune apparecchio radio, anche l'utente più sprovveduto in fatto di tecnica elettronica può registrare suoni, siano essi « dal vivo » o « riprodotti ».

Per prima cosa, occorre infatti considerare che qualsiasi registratore moderno può essere corredato con una vasta serie di accessori, tra cui microfoni, miscelatori, captatori telefonici, prelevatori di segnali da radio-TV, ecc., comandi a distanza o a pedali, e via dicendo, che ne moltiplicano le possibilità di impiego.

Oggi il registratore a nastro viene usato dall'appassionato di musica per registrare i brani preferiti, dal musicista che vuole... ascoltare se stesso per correggere i propri difetti, dal cronista che vuole registrare un'intervista, dallo studente che si procura gratuitamente... il professore in casa, da chi impara le lingue straniere per correggere la propria pronuncia, dall'attore di prosa che vuole essere un critico severo ed esigente della sua stessa dizione, dall'uomo di affari per registrare promemoria, conferenze, trattative, corrispondenza o relazioni, ecc. Tutto ciò — beninteso — per non citare che una piccola parte delle diverse possibilità che questo moderno mezzo di comunicazione offre.

La possibilità di registrare programmi musicali e di altra natura, prelevando direttamente il segnale dalla radio, dal televisore, dall'impianto di filodiffusione e persino da un giradischi o da un altro registratore a nastro, mette in chiara evidenza l'opportunità di investire una cifra — peraltro spesso modesta — per l'acquisto di un registratore. Sotto questo aspetto, basta intervistare qualsiasi musicofilo che ne possegga uno, per valutare quale cifra egli ha potuto risparmiare per l'acquisto di dischi, registrando da sé le musiche preferite. Ciò — beninteso —

a patto che si sappia usare l'apparecchio in base a principi tecnici di un certo livello, sebbene accessibili anche a chi non è un tecnico elettronico.

Quando ad esempio si registra una canzone trasmessa per radio o per televisione, è assurdo pensare di servirsi del microfono di cui il registratore è corredato. Esso capta infatti — oltre ai suoni da registrare — anche tutti i rumori ambientali, che peggiorano la qualità della registrazione. L'appassionato che... ci sa fare... usa in questi casi un raccordo — facilmente reperibile in commercio — che permette di prelevare il segnale quando esso è ancora sotto forma di correnti elettriche o di campi magnetici, evitando di sfruttare le onde sonore prodotte dall'altoparlante. Ciò, col doppio vantaggio di ottenere una duplicazione assai più fedele, ed esente da rumori parassiti.

A causa della enorme varietà dei modelli disponibili in commercio, l'acquisto di un registratore può oggi apparire piuttosto problematica, specie per chi non deve acquistarlo per soddisfare una particolare esigenza. Tanto per intenderci, sarà bene citare qualche esempio pratico.

Il giovane musicofilo che desidera allestire una nastroteca per ascoltare quando vuole i suoi cantanti e le orchestre preferite, potrà decidere la scelta in base alle sue possibilità economiche, ed in base alla sua esigenza di usare l'apparecchio in un punto fisso, oppure di portarlo con sé dovunque vada. La sua scelta potrà quindi cadere su di un tipo pesante e di una certa qualità, oppure portatile ed eventualmente funzionante a batteria.

Il vero musicofilo che cura, cataloga ed incrementa progressivamente la propria nastroteca, si orienterà invece verso il registratore di classe, stereo o monofonico, a due o a quattro tracce, in base alle proprie possibilità finanziarie.

Il cacciatore di suoni che si sposta per fissare sul nastro il canto degli uccelli, i suoni particolari della città e della campagna, le conversazioni carpite spesso con... indiscrezione, ecc., si orienterà ovviamente verso un modello piccolo, facilmente occultabile ed alimentato a batterie. Altrettanto dicasi per l'investigatore privato, per chi effettua interviste, per lo studente, ecc.

L'uomo d'affari che deve registrare dei promemoria, delle relazioni o della corrispondenza da evadere in un secondo tempo si servirà del pari di un modello portatile, ma avrà l'accortezza di scegliere un tipo che disponga eventualmente di comandi a distanza o a pedali, e di una certa fedeltà.

Per quanto riguarda la fedeltà, essa costituisce un argomento troppo soggettivo perché sia facile pronunciarsi con chiari concetti di discriminazione in questa sede. Il giovane che usa il registratore solo per... fare un po' di musica con gli amici, e magari i classici... quattro salti in famiglia, in genere si dichiara soddisfatto solo se riesce a riconoscere la voce di un determinato cantante. Le cose si complicano un po' quando invece si tratta di registrare più voci in una riunione di dirigenti d'azienda, ed il problema diventa assai più complesso quando si desidera registrare brani musicali in diretta presenza dell'orchestra. In quest'ultimo caso subentrano i fenomeni di acustica ambientale, il cui controllo influisce notevolmente sulla qualità della registrazione.

Chi effettua registrazioni dal « vivo », infine, incontrerà difficoltà ancora maggiori per la registrazione stereofonica. Occorre infatti saper distanziare ed orientare opportunamente i microfoni, poiché — in caso contrario — ... addio stereofonia!

Quanto detto sin qui non è che una concisa esposizione dei criteri in base ai quali è possibile preferire un modello ad un altro. Il futuro acquirente di un registratore, per effettuare una scelta saggia e commisurata alle sue personali esigenze, dovrà quindi fare le seguenti considerazioni: in primo luogo, stabilire cosa intende fare col suo registratore; indi decidere per il funzionamento monofonico o stereofonico. Dovrà poi stabilire fino a qual punto i suoi gusti sono critici in fatto di fedeltà, prevedere la natura e la provenienza dei suoni che egli intenderà registrare, e chiarire se gli serve un tipo ad installazione fissa o comunque pesante ed ingombrante, oppure un modello portatile. Ciò fatto, e dopo le inevitabili considerazioni di carattere economico, non gli resterà che sfogliare le pagine che seguono, dove troverà certamente la soluzione più idonea per il suo problema.

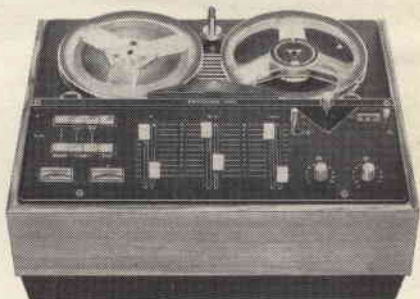
Registratore a bobina « B. & O. »
BEOCORD 1100

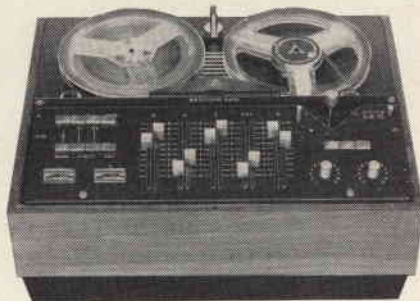
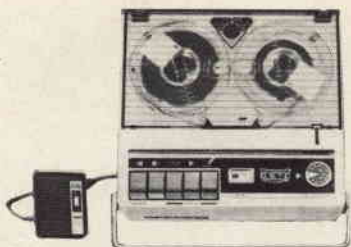
A due tracce - Controllo del livello di registrazione - Prese per microfono, giradischi, radio - Adatto per bobine da 7" - Velocità: 4,75, 9,5, 19 cm/s - Potenza di uscita: 10 W - Impedenza: 4 Ω - Alimentazione: 220 Vc.a. - Dimensioni: 450 x 195 x 295

Registratore stereo a bobina « B. & O. »
BEOCORD 1800 - 4133

A due tracce in registrazione e a due o quattro tracce in riproduzione - Adatto per bobine da 7" - Velocità: 4,75, 9,5, 19 cm/s - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Controllo del livello di registrazione su ciascun canale - Prese per microfono, radio, giradischi, amplificatore, cuffia ed altoparlanti esterni - Dimensioni: 450 x 355 x 225

Registratore stereo a bobina « B. & O. »
BEOCORD 1800 - 4138

A due tracce in registrazione e a due o quattro tracce in riproduzione - Adatto per bobine da 7" - Velocità: 4,75, 9,5, 19 cm/s - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Controllo del livello di registrazione su ciascun canale - Prese per microfono, radio, giradischi, amplificatore, cuffia ed altoparlanti esterni - Dimensioni: 450 x 355 x 225

Registratore stereo a bobina « B. & O. »
BEOCORD 2400 - 4134

A due tracce in registrazione e a due o quattro tracce in riproduzione - Adatto per bobine da 7" - Velocità: 4,75, 9,5, 19 cm/s - Potenza di uscita: 10 + 10 W - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Controllo del livello di registrazione su ciascun canale - Dispositivi monitor e mixing - Prese per microfono, giradischi, radio, amplificatore, cuffia ed altoparlanti esterni - Dimensioni: 449 x 358 x 225

Registratore a bobina « GELOSO » G 570

A due tracce - Adatto per bobine del Ø di 110 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 e 4,75 cm/s - Potenza di uscita: 1,5 W - Alimentazione a pile, a rete oppure 12 Vc.c. dalla batteria dell'auto mediante apposito accumulatore - Prese per microfono, cuffia e amplificatore esterno - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 250 x 100 x 230

Registratore a bobina « GELOSO » G 651

A due tracce - Adatto per bobine del Ø di 147 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 e 4,75 cm/s - Potenza di uscita: 1,5 W - Alimentazione a pile, a rete oppure 12 Vc.c. dalla batteria dell'auto mediante apposito accumulatore - Prese per microfono, cuffia e amplificatore esterno - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 330 x 140 x 260

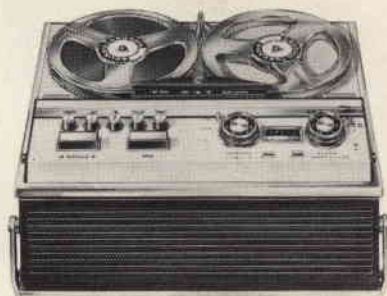
Registratore automatico a bobina « GRUNDIG » TK 125 DE LUXE

A due tracce - Adatto per bobine del Ø di 150 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Potenza di uscita: 2,5 W - Alimentazione a rete - Prese per microfono, radio, amplificatore e altoparlante - Dimensioni: 400 x 180 x 290

Registratore automatico a bobina « GRUNDIG » TK 146

A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 150 mm - Velocità di trascinamento: 19,5 cm/s - Potenza di uscita: 4 W - Alimentazione a rete - Prese per microfono, radio, amplificatore e altoparlante - Dimensioni: 390 x 160 x 290

Registratore a bobina « GRUNDIG » TK 241 DE LUXE

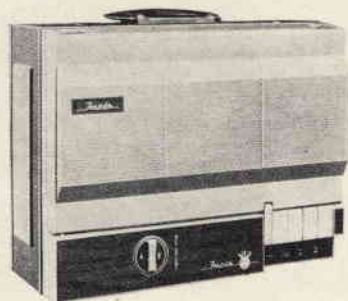
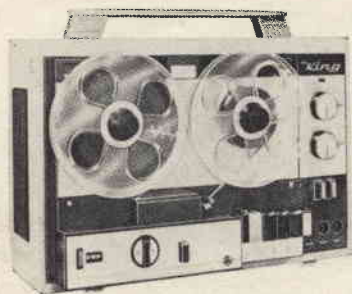
A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 4,75-9,5 cm/s - Potenza d'uscita: 4 W - Alimentazione a rete - Prese per microfono, radio, amplificatore e altoparlante - Possibilità di registrazione Playback - Dimensioni: 410 x 200 x 340

Registratore stereo a bobina « GRUNDIG » TK 247 DE LUXE

A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 9,5-19 cm/s - Potenza di uscita: 4 + 4 W - Alimentazione a rete - Prese per microfono, radio amplificatori e altoparlante - Possibilità di registrazione - Multiplayback - Dimensioni: 450 x 200 x 340

Registratore stereo a bobina « HITACHI » TRQ - 707

Portatile - A quattro tracce - Adatto per bobine da 3½" a 7" - Velocità: 4,75, 9,5, 19 cm/s - Potenza d'uscita: 2,5 + 2,5 W - Alimentazione: 210 ÷ 230 Vc.a. - Il coperchio è munito di due altoparlanti per la riproduzione stereo - Controllo del livello di registrazione su ciascun canale - Prese per microfoni, radio, televisione, giradischi ed altoparlanti esterni - Dimensioni: 375 x 355 x 220

Registratore a bobina « INCIS » V 12

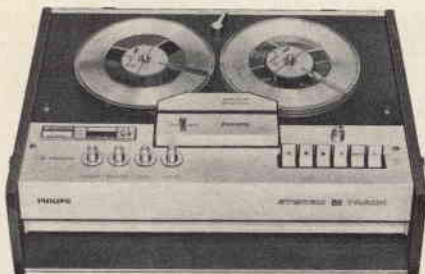
A due tracce - Adatto per bobine da 6" sino a 7" - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Wow e flutter: 0,25% - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: 115 ÷ 220 Vc.a. - Prese per microfono, radio e altoparlante supplementare - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 360 x 175 x 290

Registratore a bobina « INCIS »
V 34

Transistori impiegati: 7 + 1 raddrizzatore - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 19, 9,5, 4,75 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,2% - Potenza di uscita: 2,5 W - Alimentazione: 115 ÷ 220 Vc.a. - Prese per microfono, radio e altoparlante supplementare - Dimensioni: 470 x 190 x 310

Registratore a bobina « LESA »
RENAS C2

A due tracce - Adatto per bobine del Ø di 130 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Potenza di uscita: 2,5 W indistorti - Alimentazione c.a. universale - Prese per microfono, radio, cuffia ed altoparlante supplementare - Completo di microfono piezoelettrico - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 305 x 165 x 275

Registratore a bobina « LESA »
RENAS NH 22

A due tracce - Adatto per bobine del Ø di 130 sino a 180 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Potenza di uscita: 2 W indistorti - Alimentazione c.a. universale - Prese per microfono, radio cuffia ed altoparlante supplementare - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 385 x 135 x 310

Registratore stereo a bobina « PHILIPS »
N 4404

A quattro tracce - Adatto per bobine da 3" a 7" - Velocità: 9,5, 19 cm/s - Alimentazione: 110 ÷ 245 Vc.a. - Contagiri ed indicatore del livello di registrazione - Prese per radio, giradischi, microfono ed altoparlanti - Dimensioni: 480 x 340 x 190

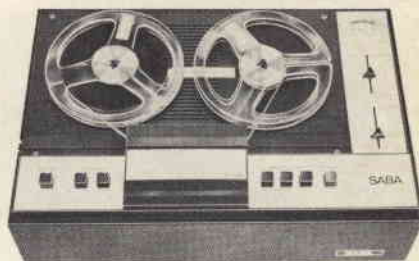
Registratore stereo a bobina « PHILIPS » N 4408

Portatile - A quattro tracce - Adatto per bobine da 3" a 5¾" - Velocità: 4,75, 9,5, 19 cm/s - Potenza di uscita: 6 + 6 W - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Il coperchio è munito di due altoparlanti separati per la riproduzione stereo - Controllo ed indicatore di registrazione su ciascun canale - Prese per microfono, radio e giradischi, registratore supplementare, bobina telefonica, auricolari ed altoparlanti Supplementari - Dimensioni: 480 x 520 x 330

Registratore stereo a bobina « REVOX » A/77

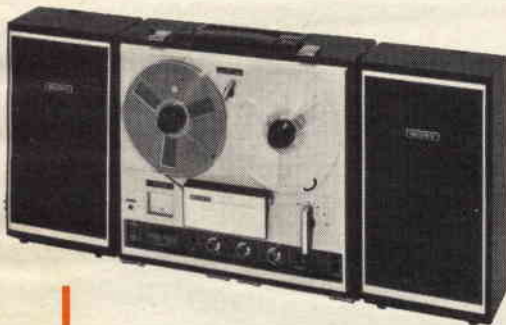
A quattro tracce - Adatto per bobine fino a 10.1/3" - Velocità: 9,5, 19 cm/s - Alimentazione: 110 ÷ 250 Vc.a. - Altoparlanti incorporati - Controlli del livello di registrazione separati su ciascun canale - Prese per cuffia, amplificatore esterno, radio, microfono ausiliario, registratore e altoparlanti supplementari - Dimensioni: 410 x 360 x 180

Registratore a bobina « SABA » TG 420

A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Alimentazione: 112 ÷ 220 Vc.a. - Prese per microfono, fono e radio - Coperchio trasparente - Dimensioni: 190 x 175 x 330

Registratore a bobina « SABA » 446 automatico

A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 4,75-9,5 cm/s - Potenza d'uscita: 6 W - Alimentazione: 110 ÷ 220 Vc.a. - Prese per radio, microfono, registratore e altoparlante esterno - Dimensioni: 490 x 175 x 330

Registratore a bobina « SABA »
543 stereo

A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 9,5-19 cm/s - Potenza di uscita: 10 + 10 W - Alimentazione: 110 ÷ 220 Vc.a. - Prese per radio, microfoni, giradischi, registratore, altoparlante e cuffia - Possibilità di registrazione Playback e Multiplayback - Dimensioni: 490 x 180 x 300

Registratore stereo a bobina « SONY »
TC - 252

Completo di due altoparlanti HI-FI integrati al coperchio - Interamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 4,8, 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,12% - Potenza d'uscita: 4 + 4 W - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfoni, altoparlanti esterni e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometro su ciascun canale - Funziona sia in posizione verticale che orizzontale - Dimensioni: 408 x 256 x 380

Piastra-registratore stereo a bobina « SONY »
TC - 252 D

Interamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,12% - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfono, altoparlanti esterni da 8 Ω e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometro su ciascun canale - Funziona sia in posizione verticale che orizzontale - Dimensioni: 386 x 190 x 340

Registratore stereo a bobina « SONY »
TC - 255

Interamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 4,8, 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,15% - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfono, altoparlanti esterni da 8 Ω e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometro su ciascun canale - Funziona sia in posizione orizzontale che verticale - Dimensioni: 390 x 183 x 350.

Registratore stereo a bobina a 3 testine « SONY » TC - 355

Interamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 4,8, 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,15% - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfono, altoparlanti esterni da 8 Ω e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometro su ciascun canale - Funziona in posizione orizzontale e verticale - Dimensioni: 386 x 180 x 355

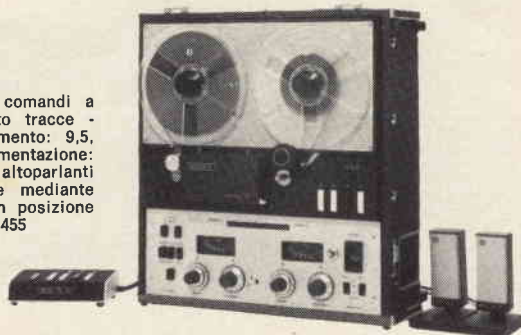
Registratore stereo a bobina « SONY » TC - 540

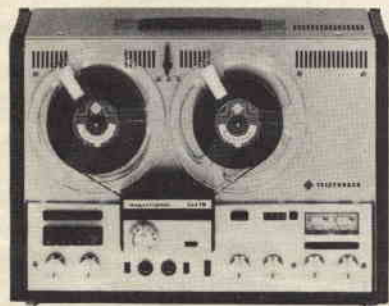
Con sistema di suono quadri-radiale ottenuto mediante 4 altoparlanti - Interamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 4,8, 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,09% - Potenza d'uscita: 5 + 5 W - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfono, altoparlanti esterni da 8 Ω e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometro su ciascun canale - Funziona sia in posizione verticale che orizzontale - Dimensioni: 500 x 252 x 391

Piastra-registratore stereo a bobina « SONY » TC - 560 D

Con sistema automatico di inversione bobina - Interamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 4,8, 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,15% - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfono, altoparlanti esterni da 8 Ω e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometro su ciascun canale - Funziona in posizione verticale e orizzontale - Dimensioni: 415 x 170 x 392

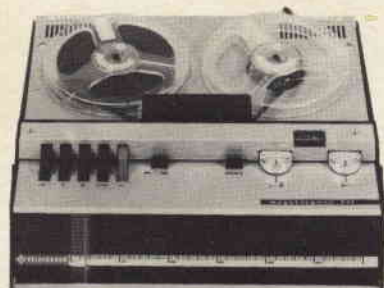
Registratore stereo a bobina « SONY » TC - 777 - 4 J

Completo di cuffia stereo, di due microfoni e comandi a distanza - Interamente transistorizzato - A quatto tracce - Adatto per bobine da 7" - Velocità di trascinamento: 9,5, 19 cm/s - Wow e flutter a 19 cm/s: 0,12% - Alimentazione: universale c.a. - Prese per microfono, telecomando, altoparlanti e cuffia - Controllo del livello di registrazione mediante microamperometri su ciascun canale - Funziona in posizione verticale e orizzontale - Dimensioni: 445 x 220 x 455

Registratore a bobina « TELEFUNKEN »
202 AUTOMATIC

A due tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Potenza di uscita: 2,5 W - Alimentazione da 110 ÷ 240 Vc.a. - Prese per microfono, radio ed altoparlante esterno - Controllo di livello di registrazione - Dimensioni: 505 x 155 x 335

Registratore stereo a bobina « TELEFUNKEN »
204 TS4

A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 19, 9,5, 4,75 cm/s - Potenza di uscita tramite due amplificatori da 6 W ciascuno - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Prese per microfono radio registratore e altoparlanti - Possibilità di ottenere effetti speciali come Duoplay e Multiplay - Controllo di livello di registrazione - Dimensioni: 500 x 195 x 350

Registratore stereo a bobina « TELEFUNKEN »
Mod. 207

Completo di due amplificatori e di due diffusori acustici - A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 180 mm - Velocità di trascinamento: 19,5, 9,5 e 4,75 cm/s - Potenza di uscita: 2,5 W - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Prese per microfono, radio, giradischi e cuffia e altoparlante supplementare - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 425 x 160 x 300

Registratore a bobina « TELEFUNKEN »
Mod. 501

Completamente transistorizzato - A quattro tracce - Adatto per bobine del Ø di 150 mm - Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s - Potenza di uscita: 2,5 W - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Prese per microfono, radio e altoparlante supplementare - Controllo livello di registrazione - Dimensioni: 350 x 130 x 286

Tecnologia
di domani per oggi
Tre nuovi circuiti integrati
per la televisione e la radio
I laboratori di ricerca della SGS hanno rea-
lizzato circuiti integrati monolitici appositamente
progettati per la radio e la televisione:
TAA 611 Amplificatore di bassa frequenza che com-
prende tutti gli stadi, dal preamplificatore
allo stadio finale di potenza a simmetria quasi
complementare. Può funzionare con tensioni
di alimentazione da 4 o 15 V. Potenza di uscita
fino a 3,3 W.
TAA 621 Amplificatore di bassa frequenza. Può funzio-
nare con tensioni di alimentazione da 12 a 27 V.
Può fornire una potenza di 4 W con una
bassa distorsione di cross-over.
TAA 661 Amplificatore di media frequenza e limitatore,
con discriminatore a coincidenza e regolatore
di tensione. Può essere usato con tensioni di
alimentazione da 6 a 15 V. Il suo impiego
permette di eliminare il trasformatore
del discriminatore.
Essi sono montati in contenitore "split-dip„
plastico a 14 terminali; il TAA 611 e il TAA 621
hanno lo speciale dissipatore, studiato dalla SGS.
ITALIA
INGHILTERRA
FRANCIA
GERMANIA
SVEZIA
SINGAPORE
SGS
SOCIETÀ
GENERALE
SEMICONDUTTORI
AGRATE MILANO
Studio Politecnico di Design, Novara

NEW SOUND IN MINI

BASF

Una nuova confezione per le Compact Cassette C 60 C 90 C 120 della BASF

Ora potete trovare presso il Vostro negozio specializzato le Compact Cassette della BASF — non registrate – in una confezione ideale: in custodia di plastica di 8 cm. Vivacità di colori e molti vantaggi pratici. La confezione è leggera, piccola, maneggevole e indistruttibile. Una novità: ogni confezione è predisposta per la spedizione postale. Potete così inviare ai Vostri amici di tutto il mondo un saluto in parole o in musica.
Come preferite.
Anche la Vostra fonoteca per cassette rimane « mini »; ha bisogno di poco spazio, su un qualunque ripiano.
Si abbassa il dorso ribaltabile e si estrae la Cassetta.
Proprio così, le Compact Cassette della BASF hanno questa estrema semplicità d'uso.
Sembrano piccoli libri, però... suonano, e sempre ciò che Voi desiderate: canzoni, musica beat, musica folkloristica.
A casa, in auto, in vacanza.
Tutte le Cassette nella nuova confezione recano il sigillo verde di qualità « L » - Low Noise.
In altre parole, elevata dinamica e bassissimo rumore di fondo.
Dunque qualità eccezionale.
Con un tempo di registrazione di 60, 90 e 120 minuti potete ascoltare il NEW SOUND IN MINI noto e apprezzato particolarmente dai giovani.

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG
6700 Ludwigshafen
Repubblica Federale di Germania

S.A.S.E.A.
Società Aniline Solventi ed Affini,
Via Pietro Rondoni, 1
20146 MILANO

MAV 1043